

ROK V

MARZEC 1950 R.

NR 3

BIURO WYDAWNICTW POLSKIEGO RADIA

TREŚĆ NUMERU:

- 1. Z kraju i zagranicy
- 2. Naprawa i strojenie odbiorników (V)
- 3. Włoski odbiornik ludowy
- 4. Telewizja (IX)
- 5. Zasady obliczania odbiorników (cz. 111) Detekcja siatkowa
- 6. Przemiany elektroakustyczne w głośnikach (II)
- 7. Przegląd schematów
- 8. Krótkofalarstwo: Uwagi o artykule "Krótkofalowa antena nadawcza"
- 9. Odpowiedzi redakcji
- 10. Nomogram nr 34

CZYTAJCIE TYGODNIK »RADIO i ŚWIAT«

RADIO

MIESIĘCZNIK DLA TECHNIKÓW I AMATORÓW

Rok V

Marzec 1950

Nr 3

Z kraju i zagranicy

Stacje nadawcze Polskiego Radia otrzymały nowe długości fal

W grudniu ub. r. Sejm R. P. ratyfikował konwencję kopenhaską i plan rozdziału częstotliwości radiofonicznych w zakresie długo i średniofalowym, ustalonych na Europejskiej Regionalnej Konferencji Radiofonicznej w Kopenhadze (1948 r. 1). Stosownie do wytycznych tej konwencji radiostacje Polskiego Radia od dnia 15.III. 1950 r. rozpoczęły pracę na nowych, przydzielonych im powyższym planem kopenhaskim, częstotliwościach.

Prace przygotowawcze związane z przestrojeniem radiostacji na nowe częstotliwości trwały od szereg miesięcy

Stale się pogarszający stan wykorzystania częstotliwości zakresu długo i średniofalowego, dawał się odczuć każdemu radiosłuchaczowi, który próbował odbierać stacje krajowe i zagraniczne; niekiedy w nieznacznej już odległości od odbieranej stacji lokalnej stwier-

	Dotycho	?asowa		D. J. J		DI	
Zakres	częstotł. (kc/s)	Dług. fali (m)	Stacja	często tliw.	Często- tliwość (kc/s)	Długość fali (m)	Gdzie znaleźć stację na skali odbiornika
Długofa- lou y	224	1339,3	Warszewa Centralna	wgł.	227	1321,6	Nieznaczne odchylenie w stosueku do obecne- go polożenia na skali
Średnio- falowy	1231	243,7	Gliwice	wsp.	737	407,1	Powyżej Katowic około Monachium
	758	395,8	Warszawa I	wył.	818	366,7	Między Bukaresztem a Mediolanem
	950	315,8	Wrocław	wył.	1079	278	Ok Bordesux
	868	315,8	Poznań	wsp.	1205	249	Miedzy Lille i Frankfurtem
	1303	230,2	Szczecin	wył.	1259	238,3	Powyżej obecnego, ok. Rygi
	278,3	1078	Gdańsk	wsp.	1304	230,1	Na m. Szczecina
	986	304,3	Toruń	wsp.	1367	219,5	ok. Bordeaux S. O.
11	1339	224	Łódź	między- nerod.	1484	202,2	Va początku zakresu
1 30	1022	293.5	Kraków	wsp.	1502	199,7	średniofalowego

dzaliśmy znaczne zakłócenia pochodzące od interferujących stacji o zbliżonej częstotliwości, uniemożliwiające czysty odbiór tej pożądanej stacji.

Oczywiście po zmianie częstotliwości naszych radiostacji radiosłuchacz (nie tylko zresztą w Polsce, ale w całej Europie) przy nastrajaniu odbiornika na żądaną stację napotyka na trudności, gdyż napisy na skali odbiornika, z nieznacznymi wyjątkami nie są aktualne.

Powyższe zestawienie ułatwi "odszukanie" radiostacji Polskiego Radia.

Tabelka ta uwzględnia pewne poprawki wprowadzone w stosunku do otrzymanego przydziału częstotliwości wg planu kopenhaskiego (dla stacji Warszawa I, Poznań).

Korzyści uzyskane z przestrojenia urzeczywistniły się, co każdy z radiosłuchaczy na własne uszy stwierdzić może, gdyż wszystkie prawie państwa, zarówno sygnatariusze konwencji jak i państwa, które jej nie podpisały, podporządkowały się zaleceniom konwencji i planu. Nie ulegało wątpliwości, że plan w pełnym zakresie nie wejdzie w życie z dniem 15.III.50 r. Przyczyną tego są trudności techniczne, na jakie natrafily poszczególne europejskie administracje w związku z przestrojeniem oraz to, że nie wszystkie państwa europejskie miały dobrą wolę wprowadzenia planu na swych terenach. Stwierdzono, że w drugiej połowie marca około 20 stacji pracuje na falach im nieprzynależnych. Do tych wyjątków należą radiostacje położone w Niemczech Zachodnich, Austrii, Hiszpanii i Luxemburg.

Wspólna i solidarna postawa sygnatariuszy paktu w tej sprawie może zmusić oportunistów do podporządkowania się punktom planu.

Są jeszcze kłopoty z częstotliwościami derogacyjnymi, na szczęście jest ich niewiele.

Z technicznego punktu widzenia wszystko przemawiało za wejściem w życie konwencji, każde bowiem z państw miało możność poprawienia jakości odbioru swych stacji szczególnie tych, którym przydzielono fale wyłączne, co w całej rozciągłości się obecnie potwierdziło. Po zastosowaniu się wszystkich państw do wytycznych konwencji i planu, stan dla naszych stacji przedstawiałby się jak podano w tabeli wyżej cytowanego artykułu.

W tym wypadku fale wyłączne, przydzielone naszym najsilniejszym radiostacjom (Warszawa Centralna, Warszawa, I, Wrocław, Szczecin) oraz odległe położenie stacji pracujących we wspólnych kanałach z naszymi przy zachowaniu zaleconej im mocy w stosunku do pozostałych polskich stacji, zapewniają zwiększenie niezakłóconego zasięgu w stosunku do warunków poprzednich i poprawienie odbioru.

H. K.

Tydzień Muzyki Radzieckiej

W dniach od 20 do 26 lutego odbył się w Polskim Radio Tydzień Muzyki Radzieckiej. Radiosłuchacze mie li możność zapoznać się z najpiękniejszymi utworami radzieckimi w wykonaniu najlepszych artystów ZSRR. Wszechzwiązkowy Komitet Radiowy dostarczył bowiem Polskiemu Radiu siedem godzinnych koncertów nagranych na taśmie magnetofonowej. Prócz tego Polskie Radio nadało audycje muzyki radzieckiej wykonane przez chór i orkiestry P. R.

Radiowy Tydzień poświęcony muzyce polskiej odbędzie się w Związku Radzieckim w lipcu br. z okazji obchodu Świeta Odrodzenia Polski.

Państwowe Przedsiębiorstwo Radiofonizacji Kraju

Począwszy od stycznia br. radiofonią przewodową na terenie Polski zajmuje się Państwowe Przedsiębiorstwo Radiofonizacji Kraju. Przedmiotem jego działalności jest budowa i eksploatacja urządzeń radiowęzłowych, instalowanie głośników zasilanych przewodami radiofonicznymi oraz konserwacja wszystkich urządzeń. Polskie Radio zajmuje się obecnie wyłącznie przygotowaniem i wykonaniem programu oraz eksploatacją sieci stacji nadawczych. Oba Przedsiębiorstwa podlegają Centralnemu Urzędowi Radiofonii.

Nowa taryfa radiofoniczna

Z dniem 1 stycznia br. obowiązuje nowa taryfa 1a diofoniczna. Abonament miesięczny za głośnik mieszkaniowy o mocy do 0,5 w. oraz aparat kryształkowy kosztuje 80 zł. Za korzystanie z odbiornika lampowego miesięczna opłata ulgowa wynosi 250 zł. Z taryfy tej korzystają pracownicy państwowi, samorządowi, spółdzielczy, społeczni, posiadacze gospodarstw rolnych, pracownicy, dla których stosunek pracy jest jedynym źródłem utrzymania, wojskowi w służbie czynnej, emeryci, studenci oraz osoby bez pracy zarejestrowane w Urzędach Psacy. Tracą oni jednak prawo do ulgowego abonamentu, jeżeli zamieszkuje z nimi płatnik podatku obrotowego, lub sami są płatnikami tego podatku. Z ulgi korzystają również posiadacze warsztatów rzemieślniczych, którzy nie zatrudniają sił najemnych. Wszystkie inne osoby płacą za odbiornik lampowy 750 zł. miesięcznie.

Komisja oceny wynalazczości w Polskim Radio

Przy Dyrekcji Technicznej Polskiego Radia działa Komisja Oceny Wynalazczości i Pomysłów Racjonalizatorskich. Rozpatruje ona projekty nadsyłane przez pracowników technicznych, wprowadzając je do użytku w poszczególnych działach radiofonii.

¹⁾ Patrz artykuł "Europejska Regionalna Konferencja Radiofoniczna w 1948", Radio, 1948, Marzec, Kwiecień Nr. 3/4 oraz Przegląd Telekomunikacyjny, 1948, Nr. 9 — 10.

Spis częstotliwości oraz fal i mocy radiostacji rejonu europejskiego wg. Planu Kopenhaskiego

W dniu 15 marca 1950 r. skalowanie naszych odbiorników stało się zupełnie nieaktualne. Celem zorientowania naszych Czytelników o zaszłych zmianach podajemy spis częstotliwości oraz mocy przyznanych przez Konferencję Kopenhaską. Spis ten obejmuje, w kolejności kolumn: 1. Moc stacji, przy czym podkreślamy, że iest to moc przyznana a nie rzeczywiście stosowana, co łatwo sprawdzić w odniesieniu do radiostacji polskich. Np. Szczecin ma moc przyznaną 100KW zaś wykorzystuje 50 KW itp. Oczywiście że mogliśmy łatwo skorygować te sprawy dla naszych stacji, ponieważ jednak nie posiadamy danych co do stacji zagranicznych, pozostawiliśmy wszystko w stanie pierwotnym, wg oryginalnego Planu Kopenhaskiego. 2. Częstotliwości podane są również ściśle według Planu. Czy wszystkie radiostacje dostosują się do tych regul jest pytaniem, na które można z góry odpowiedzieć negatywnie, Np. Luksemburg, któremu "zabrano" falę długą 1293 m (232 kc/s) żaś słusznie przyznano falę średnią 208 m (1439 kc/s), pracuje w dalszym ciągu na fali długiej. Nawiasem dodamy, że "zachodni" ośrodek pomiarowy w Brukseli korzystał z tej stacji dla podawania wyników pomiarów częstotliwości, w dn. 15, 16 i 17 marca. Czy jest właściwe, aby urzędowa instancja korzystała z usług radiostacji, która wyłamuje się z przepisów prawa. która to instancja ma za zadanie pilnować, jest, de-

likatnie się wyrażając, wątpliwe. Kolumna częstotliwości podaje dane ściste, do których radiostacje obowiązane są stosować się z odchyleniem nie większym niż ± 10 c/s. 3. Kolumna długości fal nie jest międzynarodowo obowiązująca, ani też nie jest podawana w oficjalnych rejestrach. Jednak dla wygody Czytelników obliczyliśmy długości fal ze wzoru

$$\lambda_m = \frac{300000}{f\,ke\;s}$$

z zaokrągleniem do trzech a najwyżej do czterech znaków. 4. w kolumnie "stacje" podaliśmy nazwy miast, z tym, że tam, gdzie na jednej fali pracuje (w jednym kraju) kilka a czasem nawet kilkanaście radiostacji, podawaliśmy przeważnie tylko jedną, najsilniejszą, dopisując "etc.", na co należy zwrócić uwagę, gdyż odbiór stacji synchronizowanych będzie inny niż stacji wyłącznie pracujących na danej fali. 5. W tej kolumnie podany jest kraj, w którym radiostacja pracuje. W kolumnach 6 i 7 podaliśmy dawną pozycję tej samej radiostacji, tam, gdzie to było możliwe, przy czym znowu częstotliwości są dokładne, a długości fal obliczone z zaokrągleniem.

W następnym numerze podamy rozmieszczenie stacji na skali odbiornika, w porównaniu ze stanem z przed 15. marca 1950.

Fale długie (2000 do 1035 m, 150 do 285 kc s)

Moc Częstotli- wość	Czestotli-			Poprzednia		
	Stacja		Кгај	Fala	Częstotli- wość	
KW kc/s				m	kc/s	
150	155	1935	Brasow	Rumunia	1875	160
450	164	1000	Tromso	Norwegia	1031	291
500	173	1829	Allouis	Francja	_	231
100	182	1734	Moskwa I	ZSRR	1724	174
10	102	1648	Reykjawik Lulea	Islandia	1107	271
120		- 1	Ankara	Szwecja	765	392
200	191	1571	Motala	Turcja	1648	182
400	200	1500	Droitwich I	Szwecja	1389	216
150	209	1435	Kijów	W. Brytania	1500	200
200	218	1376	Oslo .	ZSRR	1210	248
200	227	1322	Warszawa (Centr.)	Norwegia	1154	260
100	236	1271	Leningrad (Centr.)	Polska ZSSR	1339	224
150	245	1224	Kalundborg	Dania	1442	208
200	254	1181	Lahti		1250	240
150	263	1141	Moskwa II	Finlandia ZSRR	1875	160
200	272	1103		Czechosłowacja	1293	232
100	281 .	1068	Mińsk	ZSRR		-
				201/17	1115	269

Fale średnie (571 do 187 m, 525 do 1605 kc/s)

- 3-					Lohi	zednia
Moc	Częstotli- wość	Fala	Stacja	Kraj	Fala	Częstotli wość
					m	kc/s
KW	kc/s	m			- 114	
	- 3 - 3		D	Szwajcaria	540	556
150	529	567	Beromünster Budenesst	Wegry	550	546
135	539	557	Budapeszt	ZSRR	251	1195
20	548	547	Uchta	ZSRR	349	859
100		The same of the	Simferopol	Egipt	222	1348
20	557	539	Kair II	Finlandia	211	14/0
100			Helsinki	Szwajcaria	257	1167
50			Monte Ceneri	Irlandia	531	565
100	566	530	Athlone	Włochy	531	565
10	100	-	Palermo	Włochy	272	1104
5	2 -0 -1		Catania	ZSRR	515	583
100	575	522	Ryga	Austria	507	592
120	584	514	Wiedeń I	Bułgaria	391	767
60	593	506	Sofia	Szwecia	499	601
150	-		Sundvall	Francia	335	895
150	602	498	Lyon	ZSRR	463	648
100	611	491	Petrozawodsk	Islandia	488	615
5			Eidar		499	601
120	-8-7		Rabat	Maroko	498	603
00			Serajewo	Jugosławia		620
150	620	484	Bruksela	Belgia	464	020
50	020		Moalatya	Turcja	477	629
100			Vigra	Norwegia	477	823
	629	477.	Tunis II	Tunis	365	638
120	638	470	Praha I	Czechosłowacja	470	583
150	647	464	Droitwich	W. Brytania	515	385
150	021		Charków	ZSRR	779	536
100	656	457	Bolzano, Florencia,	Włochy	560	330
80	000	401	Neapol, Turyn			640
1500			Murmańsk	ZSRR	463	648
150		451	Wilno	ZSRR	560	536
100	665	445	Marsylia	Francia	401	749
100	674	353	Bodo	Norwegia	1186	253
10	10000	-	Rostów	ZSRR	540	556
100	-	439	Belgrad	Jugosławia	437	686
150	683			Cypr		-
10	692	434	Nicosia	W. Brytania	449	668
150		100	Moorside Edge	Maroko	346	868
120	701	428	Rabat	Norwegia	865	347
20	1		Finnmark	Czechosłowacia		_
1.0			Banska-Bystrzyca	Francia	463	648
150	710	423	Limoges	ZSRR	387	776
150	The state of the s	-	Stalino Stalino	Portugalia	477	629
120	719	417	Lizbona	Syria	507	542
50	100	7.5	Damaszek -	Grecja	499	601
100	728	412	Ateny		410	731
50	737	407	Sewilla	Hiszpania Islandia		-
1			Akureyri		443	67
20			Jerozolima	Izrael	244	123
50	1 200	-	Giiwice	Polska	301	99
120	746	402	Hilwersum	Holandia	569	52
20	755	397	Kuopio	Finlandia	416	7 72
50		-	Norte	Portugalia	310	96
50			Timissara .	Rumunia	413	67
150	764	393	Sottens .	Szwajcaria	484	62
50	773	388	Kair	Egipt	426	70
150			Sztokholm	Szwecja	1500	20
100	782	384	Kijów	ZSRR	416	72
70				Niemiec. Rep. Dem.		104
	791	379	Rennes	Francja	289	10#
150	134		Saloniki ·	Grecja	373	
5)	800	375	Leningrad	ZSRR	289	104
100	809	371	Burghead etc.	W. Brytania	391	
100	007		Skopie	Jugosławia	242	124
	818	367	Waiszawa I	Polska	396	75
100		363	Sofia	Bulgaria	353	85
100	827 836	359	Nancy	Francia	313	. 95
	50.76	734	II WAILEY		411	73

The second	Częstotli-		100		Pop	rzednia
Moc	wość	Fala	Stacja	Кгај	Fala	Częstotli wość
KW	kc/s	m		- 4,40 1,100	m	kc/s
D/TE				14 To	150	5 - 1
150	845	355	Rzym	Włochy	421	713
150	854	351	Bukareszt	Rumunia	365	823
150	863	348	Parvž	Francja	432	695
150	872	344	Moskwa	ZSRR	361	832
150	881	341	Washford etc.	W. Brytania	373	801
130	001	241	Cetynia	Jugosławia	218	1377 -
***	900	337	Alger	Alger	319	941
100	890	337	Bergen etc.	Norwegia	1154	260
20	March 1		Dniepropietrowsk	ZSRR	329	913
20	200	224	Mediolan	Włochy	369	814
150	899	334		W. Brytania	342	877
150	908	330	Londyn	Jugosławia -	569	527
135	917	327	Lublana		322	932
150	926	324	Bruksela	Belgia	377	795
100	935	321	Lwów	ZSRR		
100	944	318	Tuluza	Francja	329	913
20	Control of	130	Woroneż	ZSRR	843	356
150	953	315	Morawa	Czechosłowacja	325	922
100	962	312	Turku	Finla.idia	335	895
120			Tunis	Tunis	1	
50	971	309	Hamburg	Niemcy Zach.	332	904
20	71.4	000	Kalinin oraz Smoleńsk	ZSRR	269	1113
50		3	Izmir	Turcia	426	704
	980	306		Alger	269	1113
100	900	300	Alger	Szwecja	319	941
150		000	Göteborg		405	740
70	989	303	Monachium	Niemcy Zach.	203	_
10			Rovaniemi	Finlandia	411	730
20	TO SALES		Bejrut	Liban	531	565
100	998	301	Kiszyn:ów	ZSRR	N. C.	20
120	1007	298	Hilversum	Holandia	416	
20			Aleppo	Syria	426	704
150	1016	295	Istanbul	Turcja	396	758
100	1025	293	Graz	Austria	339	886
20	1029		Jerozolima	Izrael	523	574
100	1034	289	Talin	ZSRR	410	731
100	1031	-0,	Turyn	Włochy	221	1357
40				Portugalia	281	1068
	1010	286	Lizbona	Niemiec. Rep. Dem.	357	841
70	1043	200	Berlin			_
5			Kalamata	Grecja	299	1004
20		-0.	Agadir, Marakesz etc.	Maroko	200	1001
50	1052	284	Tripolis	Libia	238	1258
10			Jassy etc.	Rumunia		
150			Start Point etc.	W. Brytania	307	977
60	1061	282	Wschodnia Dania	Dania	555	541
10		030-07	Cagliari	Włochy	560	536
15	1		Lizbona	Portugalia		-
100	1070	280	Parvż	Francia	387	776
20	-3.0		Krasnodar	ZSRR	286	1050
50	1079	278	Wrocław	Polska	316	950
10	1038	276		Albania	240	1250
	1000	210	Korcza		296	1013
150			Droitwich etc.	W. Brytania	299	1001
150	1097	273	Bratisława etc.	Czechosłowacja		
100	1106	271	Mohylew	ZSRR	345	870
50	1115	269	Bari, Bolonia etc.	Włochy	283	1059
5			norweska sieć synchr.	Norwegia	9	
20	1124	267	Bruksela	Belgia	233	1285
5	1 - 1 - 1 - 1	+ 1	Warna	Bulgaria	235	1276
20	100000		Wyborg	ZSRR	401	749
135	1133	265	Zagrzeb	Jugosławia	477	629
40	1142	263	Oran etc.	Alger	211	1420
	1142	403		ZSRR	332	904
20		000	Kaliningrad		332	
20	1151	261	Cluj etc.	Rumunia	286	1050
100	10-3-3		Stagshaw etc.	W. Brytania	349	859
150	1160	259	Strassburg	Francja		
150	1169	257	Odesa	ZSRR	310	968
100	1178	255	Hörby	Szwecja	265	1131
135	1187	253	Budapeszt	Wegry	289	1040
70	1196	251		Niemcy Zach.	291	1031
15	Marin San San San San San San San San San Sa		Kerkyra	Grecia		-
			Agadir etc.	Maroko	11	100

	Canatati				Poprzednia		
Мос	Częstotli- wość	Fala	Stacia	K raj	Fala	Częstotl wość kc/s	
KW	kc/s	m			m	AC/S	
100	1205	249	Bordeaux	Francja	278	1077	
5	-1314	- 1	Haifa	Izrael Polska	246	868	
10	1214	247	Poznań Atlantico	Portugalia - Azory	346	000	
50	1214	241	Moorside Edge etc	W. Brytania	261	1149	
70			Mooraide 12.44	Niemcy Zach	274	1095	
20			Kursk	ZSRR			
20	1223	245	Stara Zagora	Bulgaria .	214	1402	
20			Barcelona Falun	Hiszpania	377 277	795 1086	
100	1020	244	Budziejowice etc.	Szwecja Czechosłowacja	220	1366	
100 50	.1232	244	Vaasa	Finlandia	197	1522	
20	1211	272	Grenoble etc.	Francia	224	1339	
20			Tyraspol	ZSRR	281	1068	
5	1250	2+0	Niski Egipt	Egipt		- 1	
20		- 5 .4	Nyiregyhara etc.	Wegry		-	
50			Athlone	Irlandia			
100	1259	238	Szczecin	Polska	230	1303	
135	1268	236	Belgrad Lille	Jugosławia	277 247	10c6 1213	
150 20	1277 1286	23 t 232	Radio Catolica	Francja Portugalia	241	1215	
100	1200	232	Koszyce	Czechosłowacja	206	1456	
40	1304	230	Oran etc.	Alger	235	1276	
50		-	Gdańsk	Polska	1078	278,	
100	1313	229	Stavanger	Norwegia	353	850	
100	1322	227	Ungorod	ZSRR	253	1185	
50	1331	225	Rzym	Włochy	238 267	1258 1122	
5	1340	224	Aleksandria	Egipt	207	1122	
150			Budapeszt etc. Stagshaw	Wegry W. Brytania	267	1122	
50	1349	222	Marsylia etc	Francja	224	1339	
20	1313		Madona etc	ZSRR	238	1258	
100	1358	221	Tirana	Albania	203	1474	
24	1367	219	Toruń	Polska	304	986	
25			Caltanisetta	Włochy	П		
5		- 1	Thorshavn	Wyspy Faroe	010	1411	
5	1000	010	Oporto	Portugalia	212 215	1411	
150 100	1376 1385	218 217	Strassburg	Francja	213	1022	
150	1303	211	Madryt Kowno	Hiszpania ZSRR	1961	153	
15	1394	215	Graz etc.	Austria	234	1285	
5	1394	215	Rodos	Grecia	234	1200	
20			szwedzka sieć synchr.	Szwecja	229	1312	
20	1403	214	Baranowicze	ZSRR			
20			Bayonne etc.	Francja		-	
25	1			Niemcy Zach.		-	
5			Komotini	Grecja		-	
60 20	1412 1421	212	Banialuka etc. Sarrebrück	Jugosławia Saara	237	1267	
5	1921	211	Sfax	Tunis	316	951	
5		101	Czernichów	ZSRR	296	1013	
5	1430	210	Zirokastro	Albania	360	833	
70	-1100		Kopenhaga etc.	Dania			
50			Madryt		396	758	
150	1439	208	Luksemburg	Luksemburg	1293	232	
50	1448	207	Mediolan etc.	Włochy	221	1357	
5 20			portugalska sieć synchr.	Portugalia	214	1402	
20	1457	206	szwedzka sieć synchr. Krajowa	Szwecja Rumunia	214	1402	
60	1201	200	Bartley etc.	W. Brytania	217	1384	
120	1466	205	Monte-Carlo	Monako	410	731	
2	1.00	200	norweska sieć synchr.	Norwegia		101	
30	1475	203	Wiedeń etc.	Austria	229	1312	
200	1484	202	międzynarodowa częst.	29 krajów		-	
7			Łódź	Polska	224	1339	
20	1493	201	Homel	ZSRR	312	959	
60	1500	000	francuska sieć synchr.	1.11	249	900	
50	1502	200	Saragossa	Hiszpania	348	863	

	Częstotli-				Poprzednia	
Moc	Moc vość	Fala	Stacja	Кгај .	Fala	Częstotli- wość
KW	keis	m			m	kc/s
50	1502	200	Kraków	Polska	294	1022
10			Waiszawa II		346	868
20	1511	199	Bruksela	Belgia	349	
5			Chania	Grecia	259	1158
30	1520	197	Ostrawa etc.	Czechosłowacja	310	968
20	1		Coruna	Hiszpania	227	1325
100	1529	196	Watykan	Włochy		
1		-	Funchal	Madera - Port.	11-	
29	-	-	szwedzka sieć synchr.	Szwecja	363	827
70	1538	195		Niemcy Zach.		
5			hiszpańska sieć synchr.	Hiszpania	204	1474
20	1546	194	brytyjska sieć synchr.	W. Brytania	-	_
5			Winnica	ZSRR	240	1249
70	1554	193	Monachium	Niemcy Zach.		hy- 15
20			Turi	ZSRR		_
75	1562		Nicea	Francja .	194	1547
5	1562	192	portugalska sieć synchr.	Portugalia	214	1402
20 5			szwedzka sieć synchr.	Szwecja	218	1375
70	1570	191	szwajcarska sieć synchr.	Szwajcaria	382	785
70	1370	191		Niemiecka Rep. Dem.	201	1492
5 5			hiszpańska sieć synchr.	Hiszpania .		
10	1578	190	Sfax	Tunis		
10	1310	190	włoska sięć synchr.	Włochy	235	1276
70	1586	189	Friedrikstad	Norwegia	226	1330
5	1300	109	binancial and a second	Niemcy Zach.	200	1500
-	1594	188	hiszpańska sieć synchr.	Hiszpania	0.00	-
70	1602	187	międzynarodowa częst.	22 państwa	251	1195
2	1002	101	Frankfurt	Niemcy Zach.	221	1357
5			norweska sieć synchr.	Norwegia		
-		1	portugalska sieć synchr.	Portugalia		

SKALE do radioodbierników różnych typów poleca "Kopiotechnika" Poznań W. W. Ruszkiewicz, ul. Wierzbięcice 18. Tel. 19-55

Na prowincję wysyłamy pocztą. Przy zamówieciach podać nazwę i typ aparata oraz wymiar skali Fachowe porady z dziedziny radia, schematy do budowy radioodbiorników od najprostszych do wielo-obwodowych, strojenie i naprawa radia, odrabianie krótkich fal, regeneiacja i naprawa elektrolitów, voltomierzy, amperomierzy, adapterów, przewijanie transformatorów, motorków do gramofonów, budowa i reperacja mikrofonów załatwia najstarsza firma radiowa

"Elektrola", Łódź-Piotrkowska 79 Rokzałożenia 1928

Czytajcie
i prenumerujcie
miesięcznik

"RADIOAMATOR"

Naprawa i strojenie odbiorników (V)

Tetnienia sieciowe

Odbiorniki są w przeważnej większości, zasilane z sieci i to prądu zmiennego 50c/s. Nic więc dziwnego, że ta częstotliwość źródła zasilania oraz jej harmoniczne, tj. częstotliwości 100, 150 200, 250 i tak dalej c/s, ujawniają się w głośniku, przedostając się tam różnymi drogami.

Zacznijmy od zasilania żarzenia lamp. Nowoczesne lampy o żarzeniu pośrednim i spiralnym oraz wybalansowanym włóknie żarzenia nie dają efektów buczenia, lub bardzo niewiele. Najczulszym punktem odbiornika, jeżeli chodzi o wpływ prądów żarzenia na układ i wywoływanie w nim buczenia sieciowego, jest stopień detekcji. Aby bowiem szum sieciowy mógł się odcisnąć na odbiorczym sygnale, muszą oba sygnały, tj. właściwy sygnał odbierany oraz szum, znaleźć się w obwodzie elementu nieliniowego, a takim jest przede wszystkim właśnie dioda detekcyjna. Z tego powodu w odbiornikach uniwersalnych, gdzie włókna żarzenia są połączone szeregowo, kolejność połączeń jest taka, jaka daje najmniejszy szum sieciowy. Od strony masy pierwsze jest zawsze włókno żarzenia lampy detekcyjnej, potem idą lampy o zmiennym nachyleniu, w kolejności przeważnie takiej jak idą w układzie, a więc przemiana częstotliwości, wzmocnienie pośredniej częstotliwości, potem dopiero lampa niskiej częstotliwości, dalej głośnikowa a na końcu te lampy, gdzie szum jest obojętny, nie może bowiem przedostać się do układu, a więc do głośnika. Tymi lampami są oczywiście: oko magiczne. prostownicza, bareterurdox. i wreszcie żaróweczki oświetleniowe. W kolejności załączenia poszczególnych włókien żarzenia mogą zachodzić pewne warianty, ale lampa detekcyjna, z diodami, zawsze jest pierwsza od masy, wtedy bowiem napięcie między włóknem a katodą jest najmniejsze.

W odbiornikach z transformatorami, gdzie włókna żarzenia są połączone równolegle, sprawa napięcia między katodą a włóknem nie wehodzi w rachubę. Choć niektóre jeszcze układy mają włączony do masy środek uzwojenia żarzenia transformatora, wystarczy jednak w zupełności, gdy do masy dołączy się jeden z końców uzwojenia, jak to przeważnie widzimy w nowoczesnych odbiornikach.

Dużą rolę w nieprzedostawaniu się szumu sieciowego ze strony żarzenia odgrywa izolacja na gorąco. W układach uniwersalnych sprawa ta ma znaczenie podstawowe i wymaga zwrócenia bacznej uwagi przy badaniu na szum.

W układach starszych typów lampa głośnikowa jest często żarzona bezpośrednio. Widzimy tam np. RES 164, RES 964, AL 1, B 443, C 443 itp. Lampy te wymagają specjalnych zabiegów, aby szum sieciowy pochodzący z żarzenia był w dopuszczalnych granicach; do zmniejszenia szumu służy mały potencjomierz o oporności rzędu 100 omów załączony równolegle do włókna żarzenia lampy głośnikowej. Regulując potencjomierz śrubokrętem. przeważnie koło centrum, osiąga się minimum buczenia. Nastawienie potencjomierza najłatwiej przychodzi, gdy wyjmie się poprzedzająca lampę.

Jeśli potencjomierz jest uszkodzony, co ujawnia się w nieoddziaływaniu na buczenie, należy przede wszystkim zbadać go. Można zrobić to jeszcze przed odlutowaniem w ten sposób, że dotykamy żaróweczkę 4-woltową pomiędzy suwakiem potencjomierza a obu jego końcami kolejno. Poruszając osią śrubokręta żaróweczka bedzie się stopniowo i łagodnie rozżarzać. Jeśli potencjomierz jest uszkodzony (przerwany) z jednej strony, to regulacji żarzenia nie będzie, lub będzie ostra nie stopniowa.

Uszkodzony potencjomierz zastapimy nowym, zaś w razie jego braku - dwoma opocami o wartości od 20 do 100 omów. Końce tych oporów dołączamy do gniazdek żarzenia lampy głośnikowej, pozostałe końce razem do miejsca, gdzie był przylutowany suwak potencjomierza (nie zawsze jest to masa chassis). Końce potencjomierza należy wtedy odciać. Oczywiście, że opory nie dają możliwości precyzyjnego nastawienia, tak jak regulator obrotowy, lecz stanowią czasem jedyną możliwość naprawy. Jeśli potencjomierz jest przerwany blisko jednego bieguna, dobre rezultaty daje załączenie między tym biegunem a środkiem, oporu o wartości równej połowie całkowitego oporu potencjometra. Regulacja jest wtedy zupełnie możliwa.

Droga, którą najlatwiej przedostaje się napiecie buczenia do układu, jest zasilanie napiecia anodowego. O ile żarzenie może iść z surowego prądu zmiennego, to tutaj prąd 50-okresowy musi zostać wyprostowany na jednokierunkowy teiniący, a potem odfiltrowany tak, aby tylko nieszkodliwe resztki tetnień mogły dostać się do układu. Prostowanie bywa albo dwukierunkowe (przy użyciu transformatora sieciowego) albo jednokierunkowe (bez transformatora, w odbiornikach uniwersalnych). Główną składową tętnień prostowania dwukierunkowego jest podwójna częstotliwość sieci, a mianowicie 100 c/s, zaś przy prostowaniu jednokierunkowym — 50 c/s. 100 c/s łatwiej odfiltrować za pomocą filtrów LC lub RC, ale jest ona lepiej słyszalna przez ucho ludzkie,

a po za tym w jej pobliżu wypada rezonans głośnika dynamicznego. 50 c/s trudniej odfiltrować, lecz jest ona gorzej słyszalna i głośnik jest na nią mało czuły. Posiadając outputmeter można pomierzyć napięcie tetnienia, przynajmniej na pierwszym kondensatorze filtru i przekonać się czy putkt ten jest w porządku. W tym ćelu pomocne są notatki z pomiarów na zbadanych odbiornikach o niskim szumie sieciowym oraz następujące wzory przybliżone, orientacyjne:

Prostowanie jednokierunkowe napięcie tętnień na pierwszym kondensatorze

 $4~\frac{ImA}{C\mu F}$

Prostowanie dwukierunkowe napięcie tętnień na pierwszym kondensatorze

 $1,5, \frac{\text{ImA}}{\text{CpF}}$

We wzórach tych wchodzi całkowity prąd pobrany przez układ ze źródła napięcia anodowego oraz pojemność pierwszego kondensatora w μF . Napięcie wyrażone jest w wartościach skutecznych, tj. takich, na które są wyskalowane woltomierze.

Tetnienia na pierwszym kondensatorze sa bardzo ważne dla siły buczenia sieciowego calego układu. Często bowiem głośnik ma wzbudzenie zwojnica, przez która przechodzi cały pobrany prad. Jeśli wtedy tetnienia na pierwszym kondensatorze są wysokie, to całe prawie napięcie tetnień odłoży, się na zwojnicy wzbudzenia i wtedy głośnik będzie te tętnienia oddawał. Czy tetnienia nie pochodzą ze wzbudzenia można łatwo sprawdzić zwierając pierwotne uzwojenie transfomatora głośnikowego. Jeśli tetnienia pozostają w niezmienionej sile i charakterze, lub zmieniają się niewiele, podejrzenie pada na wzbudzenie, a potem z kolei na pierwszy elektrolit. Jeśli ten elektrolit jest słaby, wyschnięty, również i napięcie anodowe się obniża. O sprawach tych pisaliśmy już w cz. II. Jako próbę podłączamy do pierwszego elektrolitu nowy, wypróbowany elektrolit o tej samej pojemności i w razie sukcesu wymieniamy stary na nowy.

Przy głośnikach z obcym wzbudzeniem stosuje się przeważnie specjalne uzwojenia, obok wzbudzającego, załączone szeregowo do wtórnego uzwojenia transformatora głośnikowego. Jest to uzwojenie "kompensacyjne", które usuwa znaczną część szumu pochodzącego ze wzbudzenia przez dodanie go w samym głośniku w odwrotnej fazie. Czasem przy manipulacjach z głośnikiem można zmienić końcówki tego uzwojenia kompensacyjnego. Jeśli więc szumy ze wzbudzenia nie dadzą się usunąć przez zmia-

ne elektrolitu, trzeba zwrócić uwage na ten punkt i ewent. dokonać próby odwrócenia uzwojenia przeciw-szumowego,

Przy głośnikach że stałym magnesem, napięcie anodowe dla anody lampy głośnikowej pobiera się wprost z pierwszego elektrolitu. Anoda ta pobiera sama około dwa razy więcej prądu niż cały pozostały układ. W tych wypadkach tetnienia na anodzie lampy prostowniczej decydują o szumie w aparacie. Stosuje się więc tutaj elektrolity o dużej pojemności. 32 a nawet 50 µF. Przy okazji zaznacze, że z napięcia tętnień na pierwszym kondensatorze (rzędu kilku woltów) tylko około jednej ósmej odkłada się na transformatorze głośnikowym, reszta zaś gubi się bez wpływu na anodzie lampy głośnikowej. Napięcie tętnień zmierzone na końcówkach pierwotnego uzwojenia transformatora sieciowego nie powinno przekraczać 1 wolta. Ujemne sprzężenie zwrotne, które jak wiadomo obniża oporność wewnętrzną lampy z korzyścią dla reprodukcji głośnikowej, pod względem szumu działa w tym wypadku niekorzystnie.

Lampa głośnikowa jest najmniej czułym punktem odbiornika, jeśli chodzi o szumy sieciowe. Poprzednie stopnie, a zwłaszcza lampa wzmacniająca małej częstotliwości, musi mieć napięcie anodowe lepiej odfiltrowane za pomocą filtru, najczęściej RC. Jeśli więc poprzednie próby zawiodą, zarówno co do pierwszego jak i drugiego elektrolitu, wtedy trzeba spróbować dodania pojemności do kondensatorów odprzęgających i w ten sposób wykryć, który z nich stracił pojemność.

Na oddziaływanie pola sieciowego wrażliwa jest przede wszystkim siatka lampy wzmacnia-jacej niskiej częstotliwości. Musi ona być dobrze ekranowana i na wierzchu znajdówać się osłonna kapa. Ekranowanie to należy skontrolować czy nie straciło kontaktu z masą. Również metalizacja lampy odgrywa tu rolę, choć powinna ona być zbadana i ewent, poprawiona przed uruchomieniem aparatu.

Na te uszkodzenia jeszcze bardziej nawet niż lampa wzmacniająca jest wrażliwy pracujący na tym samym miejscu detektor siatkowy. Detektor działający na zakrzywieniu charakterystyki jest szczególnie podatny na szumy, a ponieważ nadaje się on do pracy z wielką częstotliwością, więc jest specjalnie czuły na wszelkiego rodzaju zaburzenia, na wszystkich niemal częstotliwościach. Wymaga więc specjalnej piecży, w postaci ekranowania lampy, wyprowadzenia siatki i elementów wchodzących do obwodu siatki, a więc kondensatora i oporu upływowego. W razie stwierdzenia, że buczenie pochodzi z tego miejsca, co łatwo sprawdzić przez zwarcie siatki z masą, na te elementy należy zwrócić przede wszystkim uwagę.

Jak wrażliwy na szumy jest audion (detektor siatkowy) dowodzi następujący fakt, kilka-

krotnie już zaobserwowany: lampa AF7 pracująca jako pierwsza w obwodzie dawała szumy,
objawiające się chwilami, nie ciągle. Wypróbowana we wzmacniaczu żadnych takich
szumów nie dawała. Szumy usunięto w ten
sposób, że doknięto czubka kontaktowego lampy kilka razy kolbą i końcem kolby "pogrzebano" w tym wyprowadzeniu. Widocznie kontakt
pomiędzy drucikiem wyprowadzającym a kapka nie był idealny i to wystarczyło w wypadku
użycia lampy jako audionu. Podobnych zdarzeń było kilka, ale nie zawsze zdołano charákterystyczny nie stały szum usunąć przez użycie kolby.

Powodem buczenia może być kondensator sprzegający anoda-siatka. Sposoby próbowania tego kondensatora podaliśmy w cz. II.

Omówimy teraz bardzo czesty wypadek szumu sieciowego, który jednak nie jest słyszalny stale lecz pojawia się dopiero wraz z bardzo silnymi stacjami, praktycznie biorąc ze stacją miejscowa. Jest to tak zwane buczenie strojone. Podamy przyczyne tego zjawiska i sposoby usuwania. Otóż wiemy wszyscy, że przewody oświetleniowe mogą służyć jako antena (tzw. swietlna). Dowód więc jasny, że w przewodach sieciowych płyną prądy wielkiej częstotliwości, najsilniej oczywiście pochodzące ze stacji miejscowej. Gdy prądy te dostaną się do lampy prostowniczej, nastąpi mieszanie częstotliwości na nieliniowym elemencie, jakim jest lampa prostownicza (mieszacze diodowe sa stosowane na falach ultra-krótkich) a mianowicie zmiesza się częstotliwość wielka stacji lokalnej z częstotliwością sieci 50 c/s, względnie 100c/s przy prostowaniu dwukierunkowym. Wielka częstotliwość zmodulowana w ten sposob częstotliwościami sieciowymi przedostanie się przez przewody sieciowe do anteny, lub innymi drogami do obwodów wejściowych układu i objawi się w postaci buczenia, obecnego wtedy tylko, gdy nastawiamy aparat na stację miejscowa.

Sposób usunięcia tego szumu jest bardzo prosty. Blokuje się przewody sieciowe kondensatorem 5000 — 50000 pF, bardzo dobrej jakości i wysokiego napięcia próby (np. 2000 wolt) i to przeważnie pomaga radykalnie. Do tego samego zresztą celu służą kondensatory blokujące anody lampy prostowniczej do środka transformatora sieciowego, lub też anody do katod tejże lampy. W pierwszym wypadku zwiera się źródło napięcia prostowanego dla prądów wielkiej częstotliwości, w drugim — lampę prostowniczą, zaś rezultat ten sam: miksowanie nie następuje i szum strojony zostaje zlikwidowany.

Jest jeszcze inny rodzaj buczenia strojonego, takie mianowicie, które się pojawia z każdą stacją zwłaszcza silniejszą i na falach krótkich. Winę ponosi tu niedostateczne wyfiltrowanie pradú anodowego w lampach o zmiennym nachyleniu, szczególnie pierwszej lampy

miksującej. Zjawisko to jest znacznie słabsze od poprzednio opisanego i wymaga uwagi przy badaniu aparatu. Usunięcie jego następuje przeważnie z polepszeniem filtrowania prądu anodowego pierwszych stopni przez skontrolowanie filtra istniejącego, a nawet ewentualnie dodanie jednego człona RC. Opór 1 do 2 KΩ oraz kondensator 0,25 do 0,5 μF przeważnie wystarcza.

Tetnienia sieciowe najbardziej pojawiają się na skutek uszkodzeń w układach dostarczających ujemnego przednapięcia siatek. Należy jednak skontrolować filtry RC, jeśli ujemne napięcia są pobierane z wspólnego oporu w ogólnym minusie (patrz cz. II rys. 3 — elektrolit 10 µF) elektrolity katodowe, które często wysychają.

Tetnienia sieciowe rzadziej pojawiają się naskutek uszkodzeń w układach dostarczających ujemnego przednapiecia siatek. Należy jednak skontrolować filtry RC, jeśli ujemne napięcia są pobierane z wspólnego oporu w ogólnym minusie (patrz Cz. Η Rys. 3 — elektrolit 10 μF) oraz elektrolity katodowe, które często wysychają.

Przy użyciu adaptera gramofonowego przybywają nowe źródła buczenia. Są nimi — sam adapter oraz przewody doprowadzające. Adapter chwyta szum tylko przy kiepskim, iskrzącym oraz nie uziemionym motorze i obudowaniu. Również izolacja motoru od obudowy może odgrywać pewną rolę. Przewody doprowadzające powinny być doskonale i na całej długości zackranowane, ekran najlepiej izolowany na wierzchu, aby nie robił przypadkowych kontaktów, oraz dołączony do masy chassis. Dołączenie to powinno być bezpośrednie, jeśli aparat jest na prąd zmienny z chassis uziemionym, bądź też poprzez kondensator 5 — 10 000 pF, jeśli odbiornik jest uniwersalny i należy zachować niezbędne środki ostrożności.

Sprawy buczenia sięciowego zakończymy wzmianką o zwróceniu uwagi czy sam transformator nie brzęczy pod obciążeniem. Brzęczenie to słychać oczywiście nie przez głośnik, lecz bezpośrednio, choć wrażenie może być właśnie, że głośnik je przekazuje, ponieważ dźwięk przenosi się przez otwór głośnika.

Charakterystycznym objawem tego zjawiska jest to, że pojawia się ono w chwili samej włączenia aparatu, nie odczekując rozgrzania lamp. Jeśli jest ono dość dotkliwe, należy postarać się mocniej ścisnąć śrubami blaszki transformatora. Czasem to już pomoże, niekiedy jednak brzęczą nie blaszki lecz uzwojenia, niedostatecznie ścisłe i zwarte. Wtedy jedyną radą jest tylko przewinięcie transfomatora. Z tym defektem autor spotkał się kilkakrotnie w nowych typach odbiorników f-my Blaupunkt.

Szum.

Wprawne ucho serwisowca natychmiast odróżni tętnienia sieciowe lub jak kilkakrotnie nazwaliśmy buczenie sieciowe od szumu. Szum jest również jednym z objawów, co do których musimy raczej polegać na naszym słuchu niż na przyrządach pomiarowych. Ponieważ na to, co nazywamy szumem, ucho jest bardziej czułe (szerszy zakres przekazywanych częstotliwości) niż na stosunkowo nisko-okresowe tętnienia, więc już niewielkie napięcie na pierwotnym uzwojeniu transformatora sieciowego da się doskonale słyszeć, zaś normalne woltomicrze nie wykazują napięć zmiennych poniżej około 0,5 wolta. Poza tym szum zjawia się czasem dopiero z odbieraną stacją i wtedy tylko słuch może rozróżnić między audycją a szumem.

Przy badaniu aparatu na szum należy dokładnie zaobserwować czy nie przychodzi on czasem z anteny. Należy posłuchać jak zachowuje się aparat z anteną, bez niej oraz przy zwarciu gniazdka anteny z gniazdkiem uziemienia. Przy tych próbach należy również obserwować zmiany w szumie na różnych zakresach fal. Miarodajny będzie oczywiście szum przy nastawieniu regulacji na pełną siłę oraz kontroli tonu na ton "jasny".

Musimy tutaj od razu zaznaczyć, że szum jako taki, podobnie zresztą jak i tętnienia, nie jest ważny. Istotne jest to, co nazywamy "stosunkiem sygnału do szumu". Szum powinien, jeślibyśmy go zmierzyli, wynosić około jednego procenta użytkowanego sygnału. Oczywiście, ponieważ sygnał jest zmienny, mamy tu bowiem do czynienia z mową i muzyką, poza tym siła odbieranych stacji jest różna, nie mamy praktycznie innego sposobu jak ocena na słuch, według naszego doświadczenia. Przy pewnej wprawie nie trudno będzie ocenić jakość aparatu pod tym względem oraz to, czy zachodzi konieczność interwencji czy też nie.

Szum stały, nie zmieniający się z wyjęciem anteny oraz przerzucaniem zakresów, pochodzi często od lamp, zwłaszcza wstępnej małej częstotliwości. Próba usunięcia odbywa się łatwo przez jej wymianę na lampę wzorcową, wypróbowaną. Jeśli to nie da rezultatu, wskazane jest zwierać siatki, zaczynając od lampy głośnikowej aż do początku, obserwując kiedy szum się pojawia a kiedy znika i stąd można wykryć miejsce jego powstawania oraz ustalić przyczynę. Winne są tu często zestarzałe opory, kondensatory oraz elektrolity katodowe, choć i elektrolity wysokiego napięcia, a zwłaszcza drugi, wymagają inspekcji.

Istnieje również dokuczliwy rodzaj szumów, których nie słychać w przewodach pomiędzy poszczególnymi stacjami, lecz pojawiają się wraz z jedną stacją po drugiej, z wyjątkiem kilku najgłośniejszych oraz oczywiście z lo-

kalna. Zasadniczo odbiornik powinien szumieć najwiecej, gdy nie ma sygnalu, ponieważ wtedy automatyka nastawia układ na największą czulość i wzmocnienie. Praktyka jednak wykazuje, że pojawienie się fali nośnej odbieranej stacji powoduje powstanie szumu o specjalnym, znanym zreszta doskonale, charakterze. Żadne podręczniki z dźiedziny odbiorników ani artykuły nie wspominają o tym zjawisku i autor nie czuje się w możności tego wyjaśnić. Licząc się jednak z faktami podamy, że środkiem na usunięcie, a właściwie unieszkodliwienie, tego "szumu strojonego" jest przede wszystkim zmiana lampy, zwłaszcza miksującej oraz inspekcja automatyki, jej oporów, kondensatorów blokujących diody oraz przednapięć. Najczęściej jednak szum strojony wiąże sie z mała czułościa odbiornika. Gdy aparat zostanie doprowadzony do pełnej/czułości, np. przez dokładne wystrojenie, stacje będą pokrywać szum, tak że stanie się on nie dokuczliwy, normalny. W miarę bowiem dostrajania układu, stacje przychodzą coraz silniej i wyraźniej, podczas gdy sam szum pozostaje raczej bez zmian. Stosunek sygnalu do szumu tym samym poprawia się. Pewną rolę odgrywa tutaj to, że gdy stacje przychodzą silnie, cofamy potencjometr sily glosu zmniejszając tym samym szum w głośniku, zaś odbiór jest wystarczajaco głośny. Jeśli aparat jest mało czuły, stacje przychodzą słabo, usiłujemy wyciągnąć je nastawiając potencjometr na pełny.

Trzeszczenie, trzaski.

Trzeszczenie jakie objawia się w aparacie pochodzi najczęściej z zewnątrz i przedostaje się do układu różnymi drogami. Dobrą próbą jest znowu wyjęcie anteny, potem spięcie gniazdek antenewego i uziemienia. Nie zawsze jednak jest to próba radykalna, czasem bowiem trzaski, np. pochodzenia sieciowego, chwyta przewód siatki pierwszej lampy. Można więc zewrzeć jeszcze, dla przekonania się, te siatkę wprost do masy krótkim przewodem.

Jeśli nabierzemy pewności, że trzaski powstaja w aparacie, zabieramy się do kilku kolejnych czynności, z których wywnioskujemy o środkach zaradczych. Przede wszystkim zwieramy siatki kolejno od końca, tak aby wyodrębnić miejsce powstawania trzasków, Potem zaczynamy obstukiwać podejrzane miejsca, a więc lampy, podstawki ich, poszczególne eześci składowe aparatu, opory, kondensatory, kubki, cewki, przełącznik falowy, kondensator obrotowy, elektrolity, potencjometr itd. itd. W ten sposób dochodzimy, po krótszym lub czasem niestety, dość długim czasie, do przyczyny trzeszczenia. Najczęściej jest to kiepski kontakt, "zimne", czyli niepewne lutowanie zanieczyszczenie, nie stała metalizacja, lub defekty wewnątrz lampy. Sposoby ezyszczenia kontaktów podaliśmy w Cz. III. Do obstukiwania służy autorowi znakomicie ołówek zakończony gumką. Oba końce ołówka służą do tego celu, zależnie od potrzeby. Dodać tutaj należy, że uderzenia w chassis czy kubki lub tp. przenoszą się po metalu chassis i wywołują efekty w dość odległych miejscach, utrudniając wykrycie miejsca defektu. Wtedy właśnie pożyteczna jest gumką, której działanie ogranicza się do małej powierzchni i jest bezpieczne dla lamp. Niekiedy jednak konieczne jest dość brutalne uderzenie pięścią w skrzynkę. Solidny odbiornik bez defektów niestałych powinien wytrzymać tę ostrą próbę, zarówno z anteną wyjętą jak i podczas audycji, bez śladu zarówno podczas uderzenia jak i potem.

Trzaski powstające przy ruchu potencjometrów oraz kondensatorów obrotowych zostały opisane, wraz ze sposobami ich usuwania, w Cz. III. Dodajmy tutaj jeszcze, że silne trzaski mogą powstawać ze zwierania płytek rotora z płytkami statora, na krótszej lub dłuższej przestrzeni. Jeśli zwierają zewnętrzne, posegmentowane płytki rotora, to jeszcze pół biedy. można je bowiem z powodzeniem wyrównać, wewnętrzne natomiast blaszki rzadko kiedy dadzą się naprawić przy zachowaniu precyzji, jakiej wymaga się od kondensatora obrotowego superheterodyny. Jeśli źródłem złego sa zanieczyszczenia, np. opiłki, można je usunąć, przy zachowaniu dużej ostrożności, najlepiej wydmuchując lub wypalając wysokim napięciem-z prostownika, poprzez odpowiedni opór.

Przechodzenie z jednego zakresu fal na drugi z silnym trzeszczeniem również powinno być usunięte. Sposoby na to podawaliśmy w Cz. III, a polegają one na przemywaniu kontaktów "tetrą", czyszczeniu ich oraz doginaniu sprężynek.

Warczenie,

Jeśli audycja, zwłaszcza silniej nastawiona, wychodzi z warczeniem, nieczysto, powodem bywają często złe warunki pracy lampy głośnikowej, np. zwarcie oporu katodowego, przepuszczanie kondensatora sprzegającego. Sprawdzić to można znanymi już sposobami, które powinniśmy już zresztą zastosować na wstępie każdego badania. Również i lampa wstępna m. cz. powinna ulec inspekcji. Niekiedy winny jest w tym głośnik, co łatwo sprawdzić podstawiając równolegle inny wzorcowy; czasem jako winnego znajdziemy elektrolit, zwłaszcza drugi. Należy również zwrócić uwagę na opory siatkowe, przerwany bowiem upływ siatki, zwłaszcza w części niskiej częstotliwości, powoduje kolejne "zatykanie" i "odtykanie" siatki, związane z silnym warczeniem, przeważnie o bardzo małej liczbie drgań na sekunde.

Motorowania

Jest to rodzaj warczenia, lecz stalego, niezależnego od jakiegokolwiek nastawienia aparatu. Czasem tylko pojawienie jego związane jest z nastawieniem regulacji siły głosu. Źródłem motorowania jest sprzężenie pomiędzy poszczególnymi stopniami układu, najczęściej w części niskiej częstotliwości, prowadzące do oscylacji. Sprzeżenie takie powstaje, gdy źródlo wysokiego napięcia ma dużą oporność wewnętrzną, w naszym wypadku, gdy drugi elektrolit jest bliski wyczerpania swej pojemności. Również odprzeżenia RC pomiędzy poszczególnymi stopniami mogą być źródłem motorowania. W starszych typach odbiorników zdarzają się układy, gdzie ujemne przednapięcie siatek ostatniego i przedostatniego stopnia pobierane jest z oporu katody ost. stopnia zablokowanego kondensatorem elektrolitycznym. Jeśli ten kondensator straci pojemność, moga powstać sprzężenia. Ten sam wypadek zachodzi, gdy ujemne przednapięcie pobierane jest ze wspólnego oporu w ogólnym minusie (patrz Cz. II, Rys. 3). Tu przyczyną jest często elektrolit 10 µF blokujący opór odprzegający 0,2 MQ (plus elektrolitu na masie!).

Sprzężenia w części niskiej częstotliwości przybierają niekiedy zresztą formę gwizdu, zwłaszcza jeśli przyczyną jest, w tej czy innej formie, kondensator blokujący katody lub siatki.

Jako metodę zbadania przyczyny motorowania lub gwizdu polecić można przede wszystkim wyjęcie, względnie unieszkodliwienie (przez zwarcie siatek), wszystkich lamp, od początku, które nie powodują ustania zjawiska, a wiec nie biora w nim udziału. Następnie przypinamy klipsem do masy nasz kondensator wzorcowy papierowy o pojemności co najmniej 4 µF, zaś drugim końcem uzbrojonym najlepiej w izolowany śrubokręt lub tp. dotykamy kolejno wszystkich podejrzanych punktów. Oczywiście, że rozsadny serwisowiec nie dotyka naładowanym kondensatorem (np. do - 300 wolt) punktów, skąd czerpie swe napięcie np. siatka lampy głośnikowej czy innej. Po każdym więc naładowaniu kondensatora w czasie takich badań, należy go wyładować przez dotkniecie do masy, zanim przyłoży się go do dalszego punktu. W ten sposób można często wykryć, a potem usunąć przyczynę zła. Oczywiście dotykanie kondensatorem samej anody lub siatki lamp, powodujące wraz z zanikiem motorowania ustanie audyeji - jest bezprzedmiotowe, choć może czasem pomóc w zlokalizowaniu defektu.

Powody motorowania czy gwizdów mogą być i inne. Rozmaite formy sprzężenia i wynikłych stąd gwizdów mogą być ich przyczyną. Np. kiepskie ekranowanie, nieodpowiednie ułożenie przewodów, luźna metalizacja mogą dać się tu we znaki przez spowodowanie dużych trudności przy usunięciu defektu.

Mikrofonowanie.

(wycie na falach krótkich).

defekt bardzo rozpowszechniony i trudny do usuniecia. Objawia sie on prawie wyłącznie na falach krótkich, powstaje tam mianowicie silne wycie, gdy nastawi się na jakąś silniejszą stację i wzmocni siłę powyżej pewnej granicy. Przyczyna mikrofonowa-nia jest znana: jest to wpływ drgań głośnika na .blaszki kondensatora obrotowego. Blaszki te, drgając pod naciskiem wibracji akustycznych modulują w takt tych ostatnich oscylator, zmieniając jego częstotliwość. Niekiedy, choć rzadko, wibruje lampa miksująca, z tym samym skutkiem. Elekt ten przenosi się łatwo przez cały układ aż do głośnika i w taki sposób krąg zostaje zamknięty i wycie się utrzymuje, dopóki nie cofniemy gałki regulacji siły poniżej pewnej granicy, którą technicy mają zwyczaj nazywać "progiem" powstawania oscylacji.

Mikrofonowanie jest, jak wspomnieliśmy. dość powszechnym zjawiskiem nawet w nowych typach odbiorników, świeżo wypuszczonych z fabryk. Dowód to, że usunięcie jego jest niełatwe. Wrogiem jego jest solidny, ciężki kondensator obrotowy, o masywnych płytkach, przymocowany silnie do chassis, również solidnego, jednak doskonale amortyzowany przekładkami gumowymi. Konieczne jest również, aby w podobny sposób był umo-cowany głośnik do skrzynki, podkładki stosuje się jednak tu filcowe. W tych zaleceniach widać juž linię, po której należy pójść jeśli mikrofonowanie jest zbyt silne w naprawianym odbiorniku. Należy więc doregulować (podkreślamy: doregulować a nie ścisnać z całej siły) śruby trzymające kondensator obrotowy, ewentualnie zmienić podkładki gumowe, które mogły stwardnieć z wiekiem oraz to samo mniej więcej zrobić z głośnikiem. Dobrze także jest spróbować założyć osłonę . na kondensator obrotowy, najlepiej z blachy ołowianej.

Jeśli przekonaliśmy się, że mikrofonuje lampa (np. przez trzymanie ją w palcach — wycie ustaje) to i na nią możemy spróbować nałożenia kapy z blachy ołowianej przykrojonej i ułożonej do kształtu bańki.

Właściwe przymocowanie chassis do skrzynki, za pośrednictwem elastycznych, nie stwardniałych z wiekiem, podkładek gumowych, może również oddać usługi w walce z mikrofonowaniem.

Warczenie lub wycie przy nastawianiu reakcji.

Przy regulacji kondensatora reakcyjnego nie sposób uniknąć przekroczenia punktu wzbudzenia drgań. W dobrze pracującym układzie nie powinny na skutek tego powstawać zbyt głośne warczenia lub wycia. Najbardziej prawidłowe jest wtedy powstanie pukniecia, nie wiecej, co najwyżej połaczonego. z nieco zwiekszonym szumem. Oczywiście, że moga pojawić się gwizdy pochodzące z dudnienia pomiędzy falą nośną przychodzącej stacji a częstotliwością drgań odbiornika. Gwizdy te jednak usuniemy po prostu przez dokładne wystrojenie na tzw. zero dudnień, ściśle na fale odbieraną. To jest rzeczą normalną, natomiast siłne warczenia powyżej punktu wzbudzenia sa defektem, który można i należy usunać. Źródło warczenia lub wycia leży w tym, że lampa reakcyjna wzbudza się nie tylko na częstotliwości wysokiej, jak należy, leczerównież i na niskiej. W starych typach aparatów, gdzie lampa detekeyjna była trioda, transformatorowo sprzeżona z następnym stopniem, wzbudzanie na niskiej częstotliwości było ułatwione obecnością indukcyjności transformatora, która wraz z różnymi pojemnościami, jawnymi i ukrytymi, tworzyła obwód LC. Obwód taki jest bardzo skłonny do drgań.W nowocześniejszych odbiornikach lampa detekcyjna jest pentoda o sprzeżeniu oporowym i tutaj wzbudzenie układu do drgań na niskiej czestotliwości jest trudniejsze.

Warczenia 'usuwa się przez odfiltrowanie pradów wielkiej częstotliwości od elementów wzmacniających. Przeważnie wystarczy do tego wstawienie do anody lampy detekcyjnej oporu 10 — 20 KΩ i zablokowanie go po stronie niskiej częstotliwości kondensatorem 100—200 pF. Można ten mały filtr wstawić również w szereg z kondensatorem sprzegającym anodę lampy detekcyjnej z siatką lampy następnej.

(d. c. n.)

Wkrótce ukaże się w sprzedaży

»ABC Radioamatora«

KSIAŻKA POWSTAŁA Z UZUPEŁNIONYCH I PRZEJRZANYCH ARTYKUŁÓW JAKIE UKAZAŁY SIĘ W TYGODNIKU "RADIO I Ś W I A T" W LATACH 1947 — 1949 ABC RADIOAMATORA JEST MAŁĄ, POPULARNĄ, BOGATO ILUSTROWANĄ ENCYKLOPEDIĄ RADIOTECHNIKA

Włoski odbiornik popularny

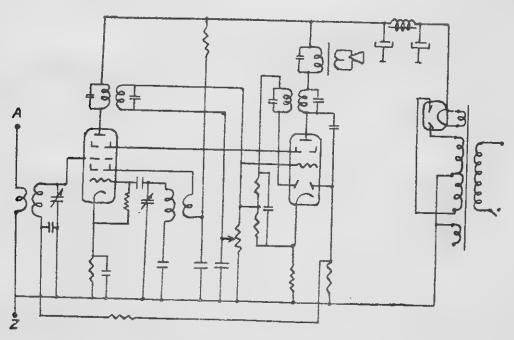
Podajemy tutaj schemat włoskiego odbiornika "Roma" jako przykład celowego i taniego rozwiązania. Mimo bowiem skromnego wyposażenia w dwie tylko lampy odbiorcze oraz jedną prostowniczą i niewielkie wymiary skrzynki $30 \times 23 \times 10$ cm, zdołano wyprodukować odbiornik o dość dużej czułości (500—700 mikrowoltów dla pełnego wysterowania), doskonałej selektywności i dzięki głośnikowi dynamicznemu dobrym tonie, ze wzbudzeniem, służącym jednocześnie jako dławik filtru.

Widzimy ze schematu że jest to superheterodyna o sześciu obwodach strojonych lecz o jednym tylko zakresie fal, co się tłumaczy tym, że Włochy nie posiadają nadajnika długofałowego. Upraszcza to niezmiernie konstrukcję i pozwala ograniczyć liczbę gałek do dwóch, a mianowicie siły głosu z wyłącznikiem sieciowym oraz nastrajania. Obwód wejściowy, oscylatora oraz transformator częstotliwości pośredniej (470 kc) w anodzie pierwszej lampy przemiany częstotliwości są najzupełniej konwencjonalne. Oryginalność polega na tym że lampa głośnikowa użyta jest w "refleksie", raz

jako wzmacniacz pośredniej częstotliwości, drugi raz jako wzmacniacz mocy częstotliwości akustycznej.

Opiszemy krótko przebieg działania układu: napięcia częstotliwości pośredniej z filtra wstęgowego pierwszej lampy dostają się na siatkę drugiej lampy, po czym z anody, wzmocnione, przez drugi filtr wstęgowy działają na lewą diodę, gdzie dokonuje się detekcja. Po separacji niskiej częstotliwości, ze ślizgacza potencjometru dochodzi ta ostatnia znowu do siatki drugiej lampy, abyłostatecznie wydzielić w głośniku moc aż do 1,5 wata, przy 10% zniekształceń. Prawa dioda służy do opóźnionej automatyki, w zwykłym układzie.

Niejeden technik skrzywi się już na samo słowo "refleks". Układy te są bowiem kapryśne i latwo dają sprzężenia, oscylacje i zniekształcenia. Produkcja fabryczna wraca do nich jednak od czasu do czasu, można bowiem dziękinim wykonać aparaty male i tanie, zarówno w nabyciu jak i w konserwacji, ustępujące tylko niewiele układom o pełnym wyposażeniu lampowym.

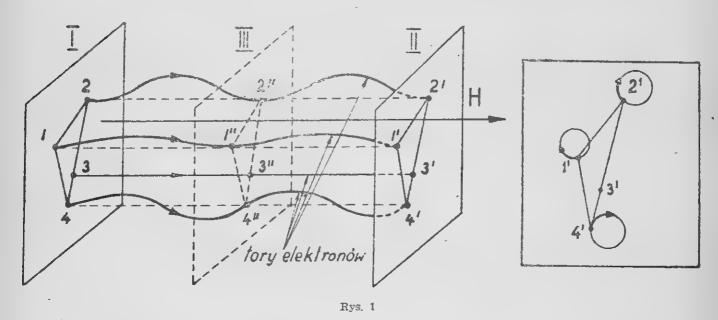


Schemat odbiornika

Telewizja (IX)

Rozpatrując działanie cewki długiej wyobraźmy sobie dwie płaszczyzny równolegie (Rys. 1), z których jedna emituje elektrony w kierunku drugiej pod dowolnymi katami. Jeżeli dalej za-

Gdybyśmy umieścili płaszczyznę II w miejscu III, tj. w odległości jednego okresu ruchu śrubowego, to również otrzymamy obraz 1" 2" 3" 4" płaszczyzny pierwszej 1 2 3 4,



Obraz torów elektronów w polu cewki długiej - a) perspektywa, b) rzut na płaszczyznę prostopadłą do H

lożymy, że pomiędzy tymi plaszczyznami istnieje jednostajne pole magnetyczne prostopadłe do tych plaszczyzn oraz odległość między plaszczyznami jest taka, że elektrony zataczają całkowite okresy ruchu śrubowego, to na drugiej plaszczyźnie otrzymamy elektronowy obraz płaszczyzny pierwszej. Każdy bowiem elektron, opuszczający dowolny punkt przestrzeni emitującej pod dowolnym katem, będzie zataczał różne spirale, jednakże po jednym lub więcej okresów ruchu śrubowego, wszystkie one znajdą się w tym samym miejscu na plaszczyźnie prostopadłej do pola magnetycznego. (II).

W ten sposób pole magnetyczne działa na lecace dowolnie elektrony jak soczewka skupiająca.

Na rys. 1 powierzchnia emitująca I wyrzuca elektrony np. w punktach 1, 2, 3 i 4, które zależnie od kierunku szybkości, przy jednostajnym polu magnetycznym zakreślają różne drogi spiralne, których rzuty na płaszczyznę prostopadłą do linii sił pola przedstawia rys. 1b.

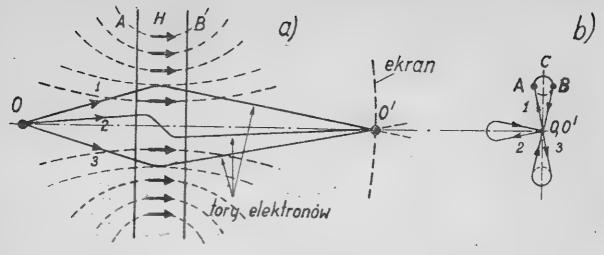
Na drugiej płaszczyźnie, znajdującej się w odległości podwójnego okresu ruchu śrubowego, otrzymamy obraz elektronowy 1° 2° 3° 4° płaszczyzny pierwszej 1° 2° 3° 4. Jeżeli teraz cewka skupiająca jest krótka rys. 2, to linie sił pola nie są równolegie do osi lampy na całej długości biegu elektronu.

Działanie pola magnetycznego skręcające tor elektronów jest ograniczone do małej części drogi, zatem elektrony zataczają tylko część spirali.

Z rys. 2 widzimy, że strumień wychodzący ze źródła O jest rozbieżny aż do płaszczyzny A; strumień elektronów, wchodząc pod całą gamę kątów od zera do a do pola magnetycznego, zawartego między płaszczyznami A i B, doznaje w swym biegu sił skręcających między A i B. W polu magnetycznym ruch elektronów jest przedstawiony przez część spirali ACB o rzucie części koła na płaszczyznę prostopadłą do linii sił.

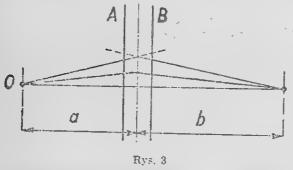
Jeżeli styczna wystawiona w punkcie B (płaszczyzna B) do tego koła przejdzie przez O', to zmusimy elektrony do powrotu na oś lampy O = O'. Uzyskujemy to przez odpowiednie dobranie amperozwojów cewki skupiającej. Rysunek przedstawia idealny wypadek pola gdy jest ono jednostajne.

Praktycznie jest to uzyskane w dużym stopniu dzięki temu, że średnica strumienia elektronów jest wielokrotnie mniejsza od średnicy cewki skupiającej.



Rys. 2

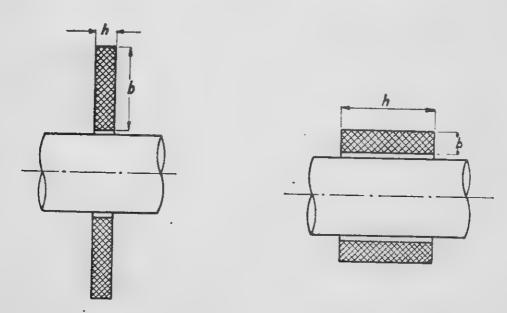
Obraz toru elektronów w polu cewki krótkiej — a) widok z boku, b) widok wzdłuż osi 6—0′, 1, 2, 3 — tory elektronów, linse przerywane — rzeczywisty obraz linii pola



Geometria optyki elektronowej, 0 — przedmiot, 0' — cbraz

Szkodliwe działanie na koncentrację strumienia wnosi składowa promieniowa pola magnetycznego, występująca w rzeczywistym rozkładzie pola cewki krótkiej (Rys. 2, linie przerywane), gdyż na granicy A i B następuje zagięcie linii sił.

. Jeżeli grubość cewki skupiającej jest do pominięcia w stosunku do odległości przedmiot obraz, wówczas możemy napisać analogicznie do praw optyki (Rys. 3):



Rys. 4

Kształty cewek skupiających .— a) wąska, b) długa

1)
$$\frac{1}{f} = \frac{1}{a} + \frac{1}{b}$$

gdzie f — ogniskowa soczewki magnetycz.; a — odległość soczewki od przedmiotu; b odległość soczewki od obrazu.

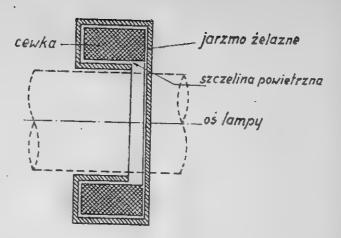
2) Iz = 220
$$\sqrt{\frac{d}{f}}$$
 U

gdzie I — prąd w cewce skupiającej (Amp.); z — liczba zwojów cewki; d — średnia średnica cewki skupiającej (cm); f — ogniskowa soczewki magnet. (cm); U — napięcie na anodzie drugiej kinoskopu (kV).

Działanie koncentrujące zachodzi również i w obecności pola elektrycznego w kierunku ruchu elektronów jednakże o cylindrycznej symetrii. Pozwala to stosować w lampie oscylograficznej mieszane rodzaje soczewek: magnetyczne i elektrostatyczne. Co się tyczy cylindrycznej symetrii pola megnetycznego, to konieczność jej nie jest tak krytyczna. Doświadczenie pokazuje, że koncentrujące działanie cewki ma również miejsce przy niewielkich katach między osią symetrii cewki i strumienia elektronów. Soczewka magnetyczna posiada również wszystkie rodzaje aberacji do których dochodzi jeszcze przesunięcie katowe obrazu (skręcające działanie pola).

Wzory powyższe są również funkcją kształtu cewki (długa, krótka Rys. 4) jednakże różnica nie przekracza 15% dla różnych kształtów od wyżej podanych wartości wzorów, podczas gdy strata mocy w cewce koncentrującej zależy w dużym stopniu od tych wielkości. I tak z dwóch cewek (Rys. 4), cewka "b" ma stratę mocy mniejszą niż cewka "a".

Jeżeli cewkę skupiającą okryjemy płaszczem żelaznym (Rys. 5), to moc potrzebna do kon-



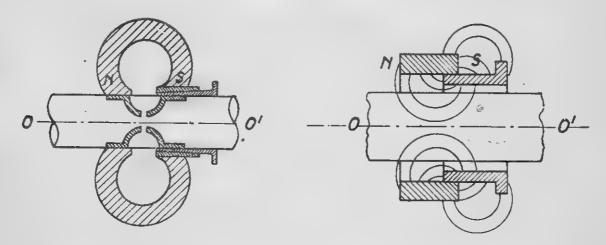
Rys. 5 Cewka skupiająca z płaszczem żelaznym

centracji również się zmniejszy. Oprócz tego zmniejszy się liczba linii rozproszenia, które działają szkodliwie na koncentrację i na pole odchylające, gdy stosowane jest odchylanie magnetyczne.

Przy soczewkach magnetycznych należy również utrzymywać prąd w cewce skupiającej na poziomie stałym.

Oprócz cewek z prądem można używać magnesów stałych (Rys. 6). W tym wypadku podraża się układ, natomiast obniża koszt eksploatacji jego.

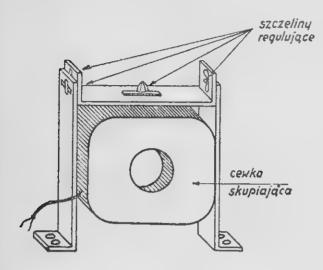
Jeżeli chodzi o wybór rodzaju koncentracji strumienia elektronów, to zależy on od szeregu czynników. Np. przy dużych strumieniach elektronów zastosowanie skupienia elektrostatycznego zmusza do wprowadzenia większych mas metalowych do lampy, co komplikuje jej budowę i zwiększa wymiary. W tym wypadku należy stosować koncentrację magnetyczną, która jest prosta w konstrukcji.



Rys. 6

Układ skupiający przy pomocy magnesów stałych z regulacją strumieni magnetycznych (skupienia), 0—0' — oś lampy

Również względem zalecającym koncentrację magnetyczną jest np. w lampach analizujących niepożądana obecność pól elektrycznych. Skupianie magnetyczne, wskutek możliwości nadania cewce dużej średnicy, pozwala na uzyskanie równomiernego pola na drodze biegu elektronów, które z kolei zmniejsza aberację soczewki.



Rys. 7 Cewka skupiająca wraz z konstrukcją

Z drugiej strony elektrostatyczne soczewki znalazły zastosowanie w ikonoskopach dzięki temu, że dla swojej pracy nie potrzebują dodatkowych źródeł energii.

lub cały obraz, przez zmiane potencjału pierwszej anody, którą to zmianę osiągamy potencjometrem.

Skupienie elektromagnetyczne osiągamy cewżą umieszczoną na szyjce lampy (Rys. 7). Cewka taka łącznie z dwoma pionowymi wspornikami i jednym poziomym stanowi zespół skupiający, pozwalający dowolnie regulować położenie.

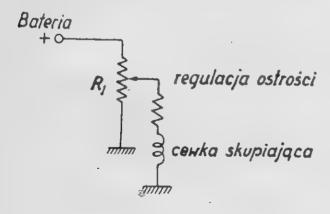
Szczeliny we wspornikach służą do przesuwania poziomego i pionowego oraz skręcania osi cewki względem osi lampy.

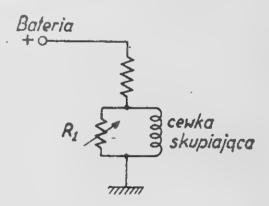
Aby ustawić cewkę skupiającą w odpowiednim położeniu na szyjce kinoskopu należy:

- na środek ekranu lampy ustawić środek tła analizującego obrazu o średniej jasności.
- 2. zmieniać polożenie cewki dopóki nie uzyska się najbardziej jasnych i ostrych linii tła, tj. każda linia winna być możliwie jednakowej szerokości na całym ekranie.
- 3. po określeniu położenia cewki skupiajacej należy cewkę (pułapki jonowej) skorygować, gdyż pola obu tych cewek oddziaływaja wzajemnie na siebie.

Układy zasilania cewek skupiających i regulacji skupienia przedstawia rys. 8.

(d. c. n.)





Rys. 8 Układy zasilania i regulacji cewek skupiających

Reasumując powiemy, że w praktyce stosujemy obą rodzaje skupień tj. elektrostatyczne i elektromagnetyczne.

Przy skupianiu elektrostatycznym uzyskujemy na lampie ostry i jasny punkt świetlny

Errata.

Telewizja (VIII) — str. 14, szp. 1, 9 wiersz od dołu zamiast ikonoskop winno być kinoskop, str. 15, szp. 2, wzór na okres posiada postać

$$T = 2 \; \bar{\pi} \, \frac{m}{l} \cdot \frac{1}{H}$$

Zasady obliczania odbiorników

Cześć III.

Detekcja siatkowa

Układy detektorów z lampami wieloelektrodowymi należą dzisiaj właściwie do przeszłości. Bezprzeczne zalety detektorów diodowych, ich prostota, a zwłaszcza małe zniekształcenia przy dużych sygnałach, wyrugowały inne typy detektorów z nowoczesnych odbiorników wielolampowych. Ze względów dydaktycznych zaznajomimy jednak czytelników również z innymi układami, tym bardziej że niektóre z nich np. detektory siatkowe spotykamy jeszcze dzisiaj w odbiornikach prostej konstrukcji (jedno-obwodowe).

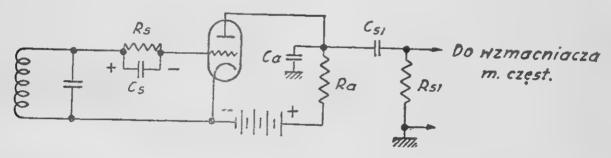
Układ detekcji siatkowej przedstawiony jest na rys. 15.

Modułowane napięcie wielkiej częstotliwości występujące na obwodzie rezonansowym prostowane jest w obwodzie siatka - katoda, identycznie zresztą jak to ma miejsce przy diodzie. Po pierwsze wiemy, że wzmacniacz malej czestotliwości powinien pracować przy odpowiednim ujemnym napięciu, ustalającym punkt pracy prostoliniowej części charakterystyki lampy.

W naszym úkładzie ujemne napięcie lampy, to składowa stała wyprostowanego napięcia powstająca na oporze Rs.

Napięcie to zależy od wielkości napięcia wielkiej częstotliwości na obwodzie rezonansowym, a zatem im większy sygnał, tym większy minus na siatce. Łatwo to spostrzec włączając miliamperomierz w obwód anodowy detektora, przy pojawieniu się sygnału prąd anodowy zmniejsza się.

Zależność ujemnego napięcia od sygnału wielkiej częstotliwości nie ma wielkiego wpływu jak długo lampa pracuje na prostolinijnym od-



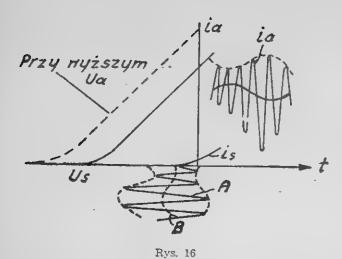
Rys. 15

Opór Rs i kondensator Cs — spełniają taką samą rolę jak w detektorze diodowym. Na oporze Rs powstaje, w obecności sygnalu modulo wanego, napięcie o składowej stałej z nałożoną składową zmienną o częstotliwości akustycznej (przebieg modulujący). Składowa zmienna o częstotliwości akustycznej steruje równocześnie siatkę lampy, która wraz z anodą stanowi układ wzmacniacza małej częstotliwości; (dla częstotliwości akustycznej opór obwodu rezonansowego jest równy praktycznie zeru, a zatem napięcie na oporze Rs jest równoznaczne z napięciem pomiędzy siatką i katodą). Jak widzimy zatem, detektor siatkowy, to nic innego jak detektor diodowy + wzmacniacz malej częstotliwości, który z kolei może być w układzie oporowym, transformatorowym itp. Obie funkcje, to jest detekcja i wzmacnianie, spelniane są w jednej łampie i stąd wynikają pewne ujemne strony tego układu.

cinku. Przy dużych sygnałach natomiast punkt pracy (chwilowy za okres w. częst.) może dochodzić do dolnego zagięcia charakterystyki i pojawi się zniekształcenie w przebiegu małej częstotliwości (spłaszczenie dolnej polówki).

Wypadek taki często można zaobserwować przy odbiorze silnej stacji lokalnej; mianowicie przy dostrajaniu się kondensatorem strojeniowym siła odbioru wzrasta, osiąga maksimum, następnie opada (pojawiają się zniekształcenia) i znowu wzrasta osiągając drugie maksimum.

Efekt podobny do tego, jaki mielibyśmy przy krzywej rezonansu z dwoma "garbami". W rzeczywistości, w momencie dokładnego dostrojenia się na skutek przesterowania i przejścia w dolne zagięcie charakterystyki nastąpiło zmniejszenie siły odbioru przy równoczesnym pojawieniu się zniekształceń.



Efekt ten możemy zmniejszyć stosując tak zwany detektor mocy. Układ jest ten sam jak poprzednio, z tą różnicą, że stosujemy przede wszystkim wyższe napięcie anodowe, dzięki czemu charakterystyka robocza przesuwa się bardziej w lewo (patrz rys. 16), poza tym redukujemy napięcie zmienne zmniejszając opór siatkowy Rs.

Przebieg pracy na charakterystykę lampy (Us, Ia) przedstawia rys. 16.

Krzywa oznaczona literą A oznacza przebieg wielkiej częstotliwości, zaś krzywa B zmieniający się punkt pracy w takt przebiegu modulacyjnego (częst. akustyczna).

Przechodząc w dalszym ciągu do omówienia układu należy wspomnieć o znaczeniu konden satora Ca.

Na siatce lampy występuje napięcie małej częstotliwości, składowa stała oraz np. wielkiej częstotliwości którą zwieramy w obwodzie anodowym do ziemi. Rolą kondensatora Ca jest nie dopuścić niewyfiltrowanych drgań w. częstotliwości do dalszych członów wzmacniacza.

Otóż kondensator ten łącznie z pojemnością anoda - siatka jest przyczyną wprowadzania

tłumienia do obwodu siatkowego. Opór równoważny temu tłumieniu jest wprost proporcjonalny do pojemności Ca i odwrotnie proporcjonalny do pojemności siatka - anoda oraz nachylenia lampy.

Im większa pojemność siatka – anoda, tym większe tłumienie obwodu rezonansowego sterującego detektor siatkowy.

Wartość oporu tłumienia wynosi często do kilkunastu tysięcy omów i gra ważniejszą rolę niż tłumienie spowodowane oporem siatkowym Rs.

Bliższe wythumaczenie tego zjawiska znajdzie czytelnik w rozdziale o wzmacniaczach wielkiej częstotliwości, gdzie mowa była o wpływie pojemności siatka - anoda przy-różnych rodzajach obciążenia. Otóż przy obciążeniu pojemnościowym, (a dla wielkiej częstotliwości kondensator Ca stanowi właśnie takie obciążenie) do obwodu siatki przenosi się pojemność i opóromowy.

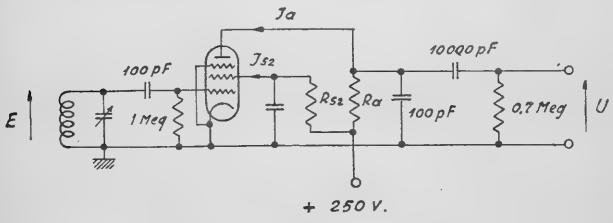
Dla zmniejszenia tego efektu należy stosować lampy ekranowane lub pentody w. częstotliwości, których pojemność siatka - anoda jest b. mała.

Odnośnie wartości poszczególnych elementów to dobór Rs i Cs jest podyktowany takimi samemi względami co i przy detekcji diodowej.

Kondensator Ca posiada wartość do 100 pF zaś opór anodowy Rg dobrany tak, jak dla pracy lampy w układzie wzmacniacza m. częstotliwości.

Poniższa tabelka podaje dane firmowe zalecane dla pracy w układzie detektora siatkowego dla lampy EF6 w układzie jak na rys. 17.

Kolumna 5 podaje maksymalne wartości napięcia m. częstotliwości, jakie można uzyskać w danym układzie, przy 30% modulacji. Kolumny 6 i 7 podają wartość napięcia m. częst. na wyjściu (potrzebną do wysterowania lampy EL3 dla 50 mW), oraz napięcia wieł-



Rys. 17

Ra	Rą Rsz		U mako. sk.	E sk.		
Med.	Med	Jsz mA	dla M=0,3	U sk	E sk	
0,2	0,6	1,15	0,35	0.33	0,033	
0.2	1,0	0,8	0,23	0,33	0,033	
0,1	0,3	2,1	. 0,7 -	0 33	0,038	
0,1	0.5	1,5	0,45	0,33	0,038	
0,05	1,3	3,7	1.3	0,33	0,042	
0,05	0,65	2.4	, 0,65	0,33	0.044	

kiej częstotliwości na wejściu zmodulowanego w 30%.

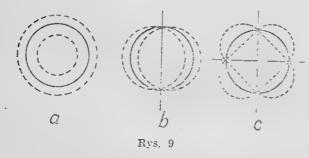
Układ z mostkiem detekcyjnym, jak często nazywa się zespół Rs Cs, połączony według rys. 17, stosowany jest często w miejsce układu jak na rys. 15. Takie połączenie ma wpływ na opór wejściowy podobnie jak przy diodzie; poza tym praktycznie, ze względu na łatwość w montażu jest częściej stosowany. W odbiornikach bateryjnych daje pewne zalety ze względu na możliwość połączenia oporu z dodatnim biegunem zarzenia. (C. d. n.).

Jan Krupski

Przemiany elektroakustyczne w głośnikach II

IV. Sposób działania membrany

Dia kształtu membrany i jej obudowy ważne sa, także przebiegi promieniowania głosu w polu rozchodzenia się dźwięku i wynikające z tych przebiegów następstwa. Źródłem dźwięku, które z tych względów przedstawiałoby się najprościej, byłaby, że się tak wyrazimy, oddychająca kula (Rys. 9a). W tym przypadku wszystkie części płaszczyzny poruszają się rów-



nomiernie na zewnatrz lub do wewnatrz, a więc zawsze drgają w tej samej fazie i wobec tego nie ma punktów węzłowych.

Promieniowanie kuliste technicznie nie da sie wywołać.

Promieniowanie wywołane przy pomocy membrany, której sztýwna powierzchnia najczęściej stożkowa — drga możliwie prostopadle do swojej płaszczyzny bez jej deformacji, ma przebieg nieco odmienny. W czasie ruchu w jednym kierunku powstają po jednej stronie membrany zageszczenia, po przeciwnej rozrzedzenia powietrza (Rys. 4). Podezas ruchu w przeciwnym kierunku odwracają się również przebiegi towarzyszące. Dokoła brzegu memrany odbywa się wyrównywanie ciśnień, tak że niskie częstotliwości wygasają, a zatem nie zostaną rozprowadzone w przestrzeń, bez zastosowania ekranu. Taka membrana podobna jest ze względu na działanie do kuli, której

obydwie połowy drgają oddzielnie i zawsze w przeciwnych kierunkach (Rys. 9b).

W ten sposób oscylująca jako całość w jedną i drugą stronę kula jednym obwodem węzłowym jest źródłem promieniowania wyższego niż poprzednia stopnia. Ogólnie stopień promieniowania źródeł kulistych określa się według lości linii węzłowych. I tak na rys. 9c widzimy działanie źródła kulistego z dwiema liniami węzłowym, określimy je więc jako źródło drugiego rzedu.

W tych samych warunkach promieniowania źródła wyższego rzędu, z powodu ruchu przeciwfazowego poszczególnych części płaszczyzny oddzielonych liniami węzłowymi, promieniują mniej energii niż źródła niższego rzędu. Ta wada jest tym bardziej wyraźna, im większy jest stosunek długości fali do przekroju membrany.

Taka swobodnie drgająca membrana, a więc źródło pierwszego stopnia, może być uczynione źródłem zerowego rzędu, jeśli zostanie ona amocowana do odpowiednio dużego ekranutak, że nie będzie możliwe wyrównywanie ciśnień dokoła membrany tj., gdy fale rozchodzić się będą tak, jak na rys. 3 (u góry).

V. Sprawność głośnika

Załóżmy, że mamy do czynienia z prostymi drganiami (sinusoidalnymi) membrany, która wobec tego wywoła w ten sam sposób przebiegające zmiany ciśnienia w otaczającym powietrzu. Oznaczamy przez p_m wartość szczytową tego ciśnienia. Całkowite maksymalne ciśnienie, działające na powierzchnie membrany F wyniesie: $F \cdot p_m = Z \cdot V_m$; gdzie V_m maksymalna szybkość cząsteczek powietrza wprawionego w ruch, zaś $Z = F \cdot \frac{p_m}{V_m}$ opór

promieniowania membrany. Opór ten przedstawia, jak widać, stosunek wywołanego przez

membranę (lub działającego na membranę) całkowitego ciśnienia do prędkości drgających cząsteczek powietrza. Oczywiście zależy on również od średnicy membrany.

Otrzymujemy stąd użytecznie wypromieniowaną moc akustyczną w postaci:

$$N_2 = \frac{1}{2} V_m^2 \cdot Z.$$

Całkowita mechaniczna moc membany równa jest akustycznej, zwiększonej o moc idącą na straty, wywołane oporem własnym membrany r. Wobec tego:

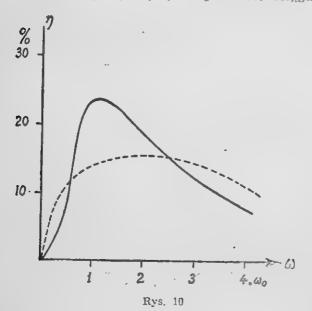
$$N_1 = \frac{1}{2} V_m^2 (Z + r);$$

Biorac stosunek obydwóch mocy dostaniemy sprawność mechaniczno-akustyczna, która wyniesie:

$$\eta = \frac{N_2}{N_1} = \frac{Z}{Z + r};$$

Jak z ostatniej żależności widać, spółczynnik sprawności η jest tym większy, im więk szy jest opór. promieniowania Z w porównaniu z oporem tarć membrany r.

Elektroakustyczna sprawność η zależy nie tylko od mechanicznych właściwości membrany, ale także od elektrycznego systemu wzbudzenia. Jeśli R jest oporem elektrycznym cewki drgającej, M przeciwindukcyjnościa, która odpowiada wielkości indukującego się przeciwnapięcia w cewce poruszającej się w stałym polu magnetycznym, to sprawność osiąga



swoją najwyższą wartość wtedy, gdy spełniony jest warunek:

$$Z=r\sqrt{1+\frac{M^2}{R\cdot r}}$$

Sprawność zależy następnie od częstotliwości, a mianowicie jest ona największą dla określonej wyżej wartości Z, przy której membrana ma częstotliwość własną $\omega_{\rm o}$

Częstotliwość tę można wynaczyć, znając masę membrany m i jej sztywność s, a mianowicie:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{s}{m}}\,;$$

Przebieg η przedstawiony jest na rysunku 10. (krzywa ciągla); na wykresie częstotliwość obwodu " ϕ " podana jest jako wielokrotność częstotliwości własnej ω_{o} .

Stopień sprawności ma tu, jak widać, znaczniejszą wartość jedynie wewnątrz wąskiego obszaru częstotliwości, którego środek znajduje się w pobliżu ω_o .

Odtwarzanie niskich częstotliwości jest ograniczone przez siły elastyczne, zaś częstotliwości wysokich przez masę membrany (zgodnie z określeniem ω_o Ze wzrostem Z obydwie granice oddalają się od siebie, dzięki czemu zakres wyższej sprawności! obejmuje szerszy zakres częstotliwości.

Z uwagi na szeroki zakres częstotliwości, wymagany przede wszystkim przy reprodukcjach muzycznych, obiera się opór promieniowania Z większy niż odpowiada to najwyższemu stopniowi sprawności głośnika. W tych warunkach przebieg η ilustruje krzywa przerywana na rys. 10.

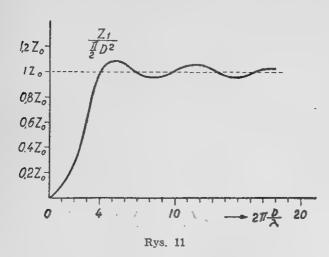
Wielkość Z zależy z kolei od stosunku przekroju membrany D do długości fali λ , odpowiadającej wypromieniowanej przez tę membranę częstotliwości. Zależność tę przedstawia rys. 11. Opór Z zmienia się w granicach od zera do wartości $\left(D^2 \frac{\pi}{4}\right)$. $Z_0 = F \cdot Z_0$ gdzie $F = D^2 \frac{\pi}{4}$

jest powierzchnią membrany, Z_o — oporem powietrza. Znając ciśnienie P wywołane przez dźwięk oraz szybkość cząsteczek powietrza V, wreszcie szybkość rozchodzenia się fal głosowych — C wartość Z przy temperaturze 20° C

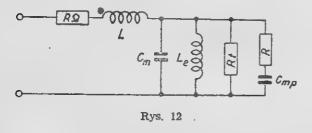
i ciśnieniú 760 mm. wyniesie: $Z_0 = \frac{P}{V} = g_0$. C

= 41.5 omów akustycznych lub dyn, sek/cm³; przy go oznaczającym gestość powietrza.

Zagadnienie sprawności głośników, obok przytoczonych wyżej rozważań, można ująć jeszcze inaczej, a mianowicie w formę zależności scharakteryzowanej wielkościami elektrycznymi na miejscu tych, jakimi posługiwaliśmy się poprzednio. W tym celu rozpatrzymy układ zastępczy głośnika, który może być wyobrażony w postaci, pokazanej na rys. 12.



Używane w mechanice i odnoszące się do głośników pojęcia masy, elastyczności i tarcia dają się na drodze analogii zastąpić przez pojemność, indukcyjność i oporność, mające zastosowanie w pokazanym układzie elektrycznym, przy pomocy którego da się rozpatrywać wszystkie zjawiska związane z pracą głośnika. W układzie tym R Ω przedstawia opór omowy cewki, L — jej samoindukcję, R_1 — opory tarć, L_e — elastyczność, C_m — masę , C_{mp} — nośnośc powietrza, R — opór, na którym wykorzystana będzie moc do wywołania fal dźwiękowych.

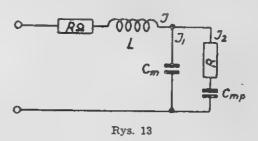


Taki sehematyczny obraz pozwala jasno zdać sobie sprawę z tego, jakie stosunki i zależności panują pomiędzy poszczególnymi elementami i gdzie wprowadzić ewentualne poprawki czy ulepszenia dla osiągnięcia jak najwyższej sprawności układu. Z rysunku 12 widać, że praca systemu zależy od częstotliwości, ponieważ Le i Cm przedstawiają tłumiony przez Ri obwód drgań, który w momencie rezonansu zdolny jest wydzielić na oporze R największą sprawność (Rys. 10).

Byłoby dobrze, gdyby głośnik wolny był od rezonansów i wszystkie częstotliwości akustyczne oddawał równomiernie, w praktyce jednak jest to niespotykane, a w konsekwencji prowadziłoby do obniżenia sprawności. Wynika to stąd, że zmniejszenie rezonansu można osiągnąć przez zmniejszenie oporów

taré R_t , lecz wówczas większa część mocy zostanie stracona w $R\mathfrak{Q}$ i R_t zamiast, jak tego sobie życzymy w R_t . Możliwe bywa tylko przesunięcie punktu rezonansu; powyżej tego punktu opór pozorný $\frac{1}{\omega C_{\rm mp}}$ maleje, a ωL_e rośnie, poniżej zaś odwrotnie: zmniejsza się oporność ωL_e rośnie natomiast $\frac{1}{\omega C_{\rm mp}}$.

W drugim przypadku płynąca przez R część prądu, do kwadratu którego proporcjonalna jest sprawność, maleje z kwadratem ω, wobce tego sprawność η maleje z czwartą potęgą częstotliwości. Z tego powodu ważne jest przesunięcie punktu rezonansu w obszar możliwie



niskich częstotliwości tak, aby pasmo częstotliwości odtwarzanych leżało powyżej niego. W odniesieniu do sprawności korzyść wynikająca z tego jest oczywista i widać ją również na rys. 10.

Rys. 13 pokazuje uproszczony układ zastępczy, w którym pominięto L_e i R_i , ponieważ w zakresie częstotliwości powyżej rezonansowej są one zawsze większe niż C_m . Zaniedbując wreszcie wartość R_i , niewielką wobec $\frac{1}{\omega C_{mp}}$ możemy napisać, że prąd w gałęzi $R_i - C_{mp}$ wynosi:

$$I_{\text{m}} = \frac{C_{\text{mp}}}{C_{\text{m}} + C_{\text{mp}}}$$
 . I; kładąc $\frac{C_{\text{mp}}}{C_{\text{m}} + C_{\text{mp}}} = \epsilon < 1$

mamy: $I_2 = \varepsilon \cdot I$;

Moc, wydzielona na oporze R będzie więc:

$$N_R = (\epsilon I)^2$$
, R.

zaś na oporze Ro.

$$N_{RQ} = I^2$$
. RQ

W ten sposób sprawność, przedstawiająca stosunek mocy pobranej przez R do mocy calkowitej, wyniesie:

$$\eta = rac{N_R}{N_{R\Omega}} = rac{(\epsilon \, I)^2 \cdot R}{I^2 \cdot R_{\Omega}}$$
 ;

Dla orientacji podajemy tabelkę danych dla różnej wielkości głośników o wymiarach standartowych, obejmującą moc, natężenie pola lub indukcję w szczelinie oraz odpowiadający im stopień sprawności.

Srednica obudowy w cm.	Moc w W.	Srednica trzpienia	Indukcja magnet, w szcz. w G	Stopień spraw- nosci
13 20.5 20 20,5 24,5 24,5 24,5 24,5 31 38	1 1,5 3,5 3,5 4,5 4,5 6 7,5 12	19 19 19 25 25 27 27 27 27 31 36 50	6000 7500 7500 7500 8000 10000 10000 10000 10500 11000	$ \begin{array}{c} 1-1.5 \\ 15 \\ 1.5-2 \\ 1.5 \\ 2-2.5 \\ 2.5 \\ 2.5 \\ 2.5 \\ 3 \\ 3-4 \\ 4 \end{array} $

VI. Możliwość polepszenia sprawności

Po przeprowadzonych w poprzedniej części rozważaniach skonstatujemy obecnie, które wielkości można zmienić dla osiągnięcia dużego η.

Wydaje się, że najprościej będzie zmniejszyć $N_{\Omega} = I^2 R_{R\Omega}$, a więc po prostu opór omowy R_R cewki drgającej. Praktycznie sprowadza się to do zmniejszenia długości drutu l lub do powiększenia jego grubości. Skrócenie uzwojenia prowadzi do zmniejszenia C, a zatem podwyższenia własnego rezonansu, co powoduje równoczesne zmniejszenie oddawanego obszaru częstotliwości wraz ze zmniejszeniem działającej na cewkę siły K (przy tym samym prądzie). Siła ta zależy bowiem od natężenia pola H, jakie panuje w szczelinie, od długości drutu l, z którego wykonana jest cewka oraz od natężenia płynącego przez nią prądu l. Zależność tę daje związek: K = H.I.I;

Jeśli uzwojenie wykonamy z grubszego niż poprzednio drutu, powiększy się jego masa, która stanowi poważną część w masie całkowitej C_m . Przez C_m płynąca część prądu będzie większa, zaś przez C_{mp} mniejsza, tak że rozdział prądu przesunie się na niepożądaną stronę, ponieważ $I^2.R^2 = N_R^2$ było większe niż $(\epsilon I)^2R = N_R$. Poza tym powiększenie grubości drutu zwiększyłoby wymiary cewki, a zatem pociągnęłoby za sobą konieczność rozszerzenia przestrzeni magnetycznej, w której porusza się ona. To byłoby jednak dalszym pogorszeniem sytuacji, bowiem przy szerszej szczelinie zmniejszy się natężenie pola H, a z nim znów i siła K.

W tym przypadku maleje także R i moc N_R oraz sprawność η . W dalszym ciąga rozważań zwrócimy uwagę na fakt, że musi zachodzić nierówność: $R \ll \frac{1}{\omega \cdot C_{mp}}$ to znaczy, że opór powie-

trza musi być znacznie mniejszy niż ciśnienie wywierane na powietrze przez membrane. Oczywiście nakłada to na cewkę w połączeniu z innymi czynnikami pewne warunki. Jeśli nie zostaną one zachowane, spółczynnik sprawności będzie zawsze gorszy. Próba polepszenia go przez zmianę oporu omowego cewki zawodzi, pozostaje zwiększenie R, ze względu jednak

na warunek R $\ll \frac{1}{\omega_* C_{mp}}$ należałoby jednocze-

śnie zmniejszyć C_{mp} , to znaczy przekrój stożka membrany i konusa. Wtedy będzie jędnak mniejsze także C_m . Rozpatrzmy wpływ C_m a mianowicie co stanie się, gdy zmniejszymy reprezentowaną przez tę wielkość masę części ruchomych. Oczywiście sprawność powiększy się, chociaż jednocześnie zachodzi przesunięcie rezonansu własnego w obszar wyższych częstotliwości, co można pominąć, ponieważ wyrównanie charakterystyki da się osiągnąć przez np. zmniejszenie L_e .

Jaka jest jednak możliwość zmniejszenia masy C m? Otóż C m składa się w rzeczywistości z dwóch członów, a to z masy cewki drgającej C m i masy talerza C m o ile zaniedbamy masę resoru, małą w porównaniu z tymi dwiema wartościami. Przeważna część C m przypada na uzwojenie, ale to nie może być zman jszone jak wykazaliśmy wyżej, jeśli nie zostanie użyty inny materiał np. drut aluminiowy. Posiada on większy opór RQ, a zatem w ogóle tego rodzaju zmiana odpada.

Z kolei C_{m2} może być tylko nieznacznie zmniejszone, ponieważ w przeciwnym przypadku bezwarunkowo konieczna sztywność, a zatem i jakość odtwarzania wybitnie cierpi.

Wobec tego odpada następna możliwość poprawienia sprawności przez zmniejszenie masy $C_{\rm m}$.

W dotychczasowych rozważaniach nie został wzięty pod uwagę jeszcze jeden element — jest nim indukcyjność cewki L. Można byłoby sądzić, że czynnik ten jest bez znaczenia, ponieważ wprowadza jedynie dodatkowy opór ωL do oporu R2. Przez zmniejszenie L możliwe jest jednak podwyższenie sprawności, bowiem jeśli L będzie mniejsze, wtedy mniejsze będzie ωL i RQ, podczas gdy wszystkie inne wielkości pozostaną niezmienione. Jednocześnie zmniejszanie L powoduje w pewnym stopniu uniczależnienie układu od częstotliwości. Na przeszkodzie tego stoją duże trudności praktyczne wynikające stąd, że obniżenie wartości L można osiągnąć tylko przez zmniejszenie ilości zwojów cewki. Jeśli weźmiemy pod uwage przypadek krańcowy t.j., gdy cewka posiada tylko jeden zwój, to zobaczymy, iż siła K = = l.H.I. działająca na nią, ulegnie zmniejszeniu. Dzieje się tak dlatego, że o ile przed tym było $1 = \pi.D.Z$, gdzie Z - ilość zwojów, Dśrednica przekroju szczeliny, to obecnie 1 =

Aby K pozostało niezmienione, musiałby prąd wynosić I.n. W praktyce cewki mają 60—80 zwoi przy prądzie I = 0,5 — 1 ampera. Po zmniejszeniu ilości zwojów dla małych systemów prądy musiałyby osiągać wartości 3 —8 A. Wymagałoby to stosowania drutu o średnicy 1 — 1.5 mm. ze względu na bezpieczeństwo termiczne. W rezultacie to rozwiązanie również nie może być brane pod uwagę.

Wykazaliśmy już, że w wyrażeniu K = l.I.H zmiana zarówno l jak I dla poprawienia η jest praktycznie niewykonalna.

lest praktycznie niewykonaina.

Przeciwnie jest natomiast, jeśli idzie o natężenie H pola w szczelinie magnetycznej. Jeśli pozostawimy wszystkie wielkości niezmienione, powiększymy zaś H, wówczas opory pozorne wzrosną proporcjonalnie do H², a sprawność polepszy się bez pogorszenia przebiegów

frekwencyjnych. W ten sposób możemy stwierdzić, że powiększenie natężenia pola magnetycznego jest jedynym skutecznym sposobem polepszenia sprawności głośnika dynamicznego. Stosuje się więc wszystkie możliwe środki, pozwalające osiągnąć ten cel z uwzględnieniem wymagań ostatniej doby.

Środkami tymi są głównie zdobycze naukowe w dziedzinie stosowania różnego rodzaju stopów, zapewniających w odniesieniu do głośników najkorzystniejsze warunki ich pracy, a przede wszystkim dużą indukcję i trwałość magnesu.

Spotykane małe jarzma przy stosunkowo dużych średnicach membran wykonane są z takich właśnie stopów z korzyścią dla jakości głośników.

Przegląd schematów

W układzie odbiornika f. Kapsch 440 W, przedstawionym na schemacie Nr 72, g'ówną cechą, na której oparte są właściwości aparatu, jest niska częstotliwość pośrednia, a mianowicie 129,5 kc/s. Daje to, jak wiemy, ostrą selektywność względem fal sąsiednich, ale gorzej odrzuca interferencje pochodzące od czestotliwości zwierciadlanych. Aby uniknąć gwizdów i przeszkód, odbiornik jest wyposażony w filtr wstęgowy na wejściu, co jest zresztą koniecznością przy niskiej częstotliwości pośredniej, oraz w układ kompensacyjny złożony z ceweczki oraz trimmera. Trimmer doprowadza napięcie wprost z anteny i, jeśli układ jest właściwie dobrany, na siatce lampy miksującej pojawia się napięcie nadajnika przeszkadzającego w odwróconej fazie. W ten sposób skutecznie kompensuje się interferencje zwierciadlane. Wartość trimmerka wynosi 50 pF max., zaś ceweczka posiada 24 zwoje cienkiego drutu, nawiniete na szpulecz ce średnicy około 15 mm, z odczepem od środka.

Sprzężenie anteny z pierwszym obwodem filtru wstęgowego jest mieszane. Cewka antenowa, posiadająca około pięć razy więcej zwojów niż cewka średniofalowa (wspólna dla obu zakresów), działa lepiej na końcu zakresu niż na początku. Przewidziano więc mały kondensatorek 3 pF, który łączy "gorący" koniec cewki antenowej z takim końcem cewki filtra i poprawia przekazywanie na początku zakresu. Sprzężenie obu obwodów band-filtra jest również pomyślane w podobny sposób. "Od dołu" uzyskuje się je zapomocą pojemności 50 TpF, zaś "od góry" działa pojemność 2 pF. W ten sposób przekazywanie wyrównuje się na całym zakresie fal średnich. Na falach d'ugich przekładnia zwojów antenowych i obwodu wynosi 1:1. Dzięki temu przekazywanie jest bardziej równomierne, nawet z małą stosunkową kompensacją.

Na falach krótkich sprzężenia z anteną usku tecznia się po prostu za pomocą stosunkowo dużej pojemności 100 pF. W ten jednak sposób rezygnuje się właściwie z wszelkiej selektywności wstępnej i nic nie stanowi hamulca dla interferencji zwierciadlanych, tak dokuczliwych przy niskiej częstotliwości pośredniej.

W katodzie lampy ECH11 figuruje zwierany opór 2KΩ. Służy on do zmniejszania czułości układu przy odbiorze stacji lokalnej, do czego przewidziana jest jedna pozycja przełącznika falowego. Układ oscylatora jest normalny, przy czym wartości kondensatorów paddingowych są oczywiście właściwe dla częstotliwości pośredniej 129,5 Kc. Obwód częstotliwości pośredniej

w anodzie ECH 11 ma nastawiane sprzężenie z obwodem siatki EBF 11 i w ten sposób regulowaną wstęgę. Na jednej osi związana jest z tą regulacją także kontrola barwy głosu, nastawiana potencjometrem 50 KΩ w anodzie lampy głośnikowej. Poza uproszczeniem obsługi takie powiązanie mechaniczne ma na celu zapobieżenie temu, aby nieświadomy słuchacz nie nastawiał obu tych regulacji w przeciwnym kierunku.

Pozosta'a część układu jest raczej konwen cjonalna, z tym że wszystkie katody są połączone do masy, zaś ujemne przednapiecia siatek czerpie się z dzielonego oporu 100 Ω, umieszczonego we wspólnym minusie zasilania. Zasilanie posiada dwa odczepy na uzwojeniu anodowym transformatora, co umożliwia zasilanie "oszczędnościowe", przez obniżenie napięcia prostowanego. W ten sposób oszczędza się nieco na poborze mocy oraz przedłuża żywotność lamp.

33

Schemat Nr 73 przedstawia układ popularnego u nas miniaturowego odbiornika "Talizman" produkcji czechosłowackich zakładów "Tesla". Jak to zwykle bywa w takich aparatach, układ ten jest jak najmniej skomplikowany. Przy gniazdku antenowym mamy filtr upływowy częstotliwości pośredniej (468 Kc) składający się z pojemności 50 pF oraz cewki o indukcyjności nastawianej rdzeniem. Sprzężenie anteny z obwodami strojonymi siatki jest po-

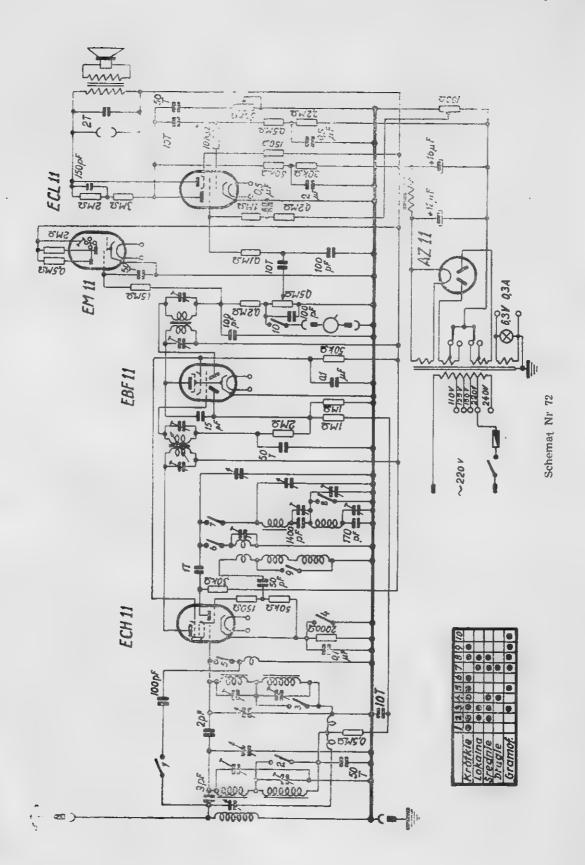
jemnościowe na falach krótkich, zaś indukcyjne na falach średnich i długich. Obwody te są dostrajane za pomocą zarówno rdzeni, jak i trimmerów. Punkty zestrojenia podajemy na dole strony.

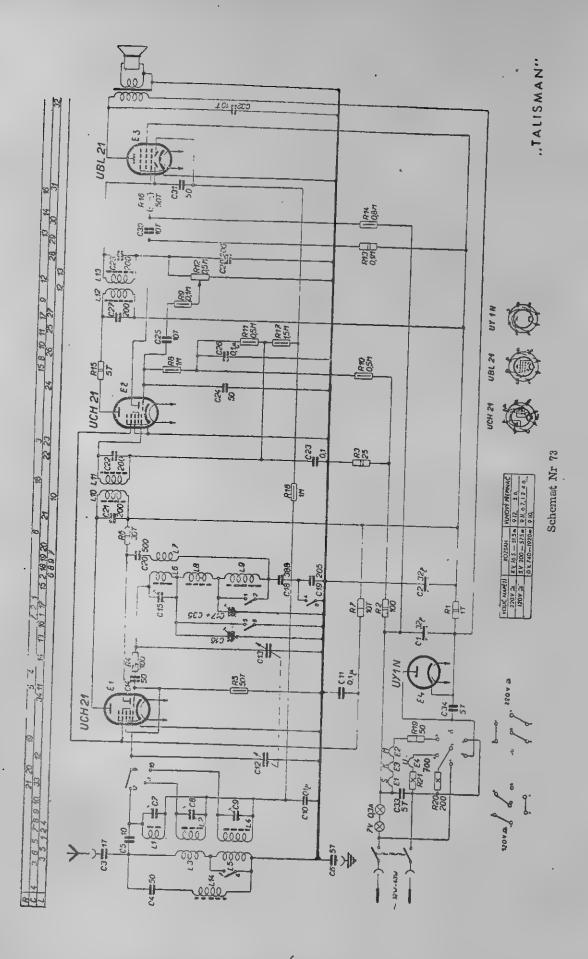
Oscylator jest w układzie Meissnera na falach krótkich, zaś w układzie Collpittsa na falach średnich i długich, przy czym jako dzielniki napięć służą, wraz z kondensatorem obrotowym, paddingi 388 oraz 205 pF. I tu również zarówno rdzenie jak i trimmery są nastawiane dla podanych wyżej punktów dostrojenia.

Reszta odbiornika jest najzupełniej prosta. Ujemne przednapięcie siatek czerpie się z oporu $(100+25\,\Omega)$ w ogólnym minusie. Napięcie anodowe czerpie lampa g'ośnikowa wprost z pierwszego elektrolitu, o dużej oczywiście pojemności $32\,\mu\text{F}$. Przez doprowadzenie do jej siatki ujem nego przednapięcia bez żadnej filtracji, uzyskuje się kompensację szumów. Reszta układu zasilana jest po filtrze 1 K Ω oraz $32\,\mu\text{F}$.

Sieć oraz anoda - katoda lampy prostowniczej UY1N są blokowane kondensatorami 5 T. Żaróweczki oświetleniowe są umieszczone w prze wodzie sieciowym. Służą one więc jednocześnie jako bezpieczniki i dzięki dość znacznemu poborowi nominalnemu (0,3 Amp.) nie są narażone na przepalenie tak szybko jak normalnie stosowane przy lampach serii U żaróweczki 0,1 Amp., umieszczone w obwodzie żarzenia.

				Regul	acja
				rdzeniami	trimmeram
Fale krótkie	generator	nastawie	ć na:	15 mc	. 6 mc
	strzałkę	74		20 m	50 m
Fale średnie	generator	,,	**	1366 Kc	592 Kc
, and bredging	strzałkę	**		J. C. Vysilac	Wien
Fale długie	generator	**	**	392 Kc	160 Kc
	strzałke	•		B. Bystrica	R. Romania





Uwagi o artykule "Krótkofalowa antena nadawcza"

Otrzymaliśmy od inż. M. Zarembińskiego uwagi do tyczące art. inż. A. Kosiarskiego pt. "Krótkofalowa antena nadawcza z fiderem jednoprzewodowym (antena Windoma)" zamieszczonego w Nr. 11/1949. Uwagi te zamieszczamy wraz z wyjaśnieniem Autora.

Redakcja

1. Przewód elektryczny "pojedynczy", przez który przepływa prąd elektryczny wysokiej częstotliwości, z a w s z e wypromieniowuje znaczną część energii elektrycznej przez ten przewód przesylanej. Zatem — nie znamy "anten z jednym (tzn. pojedynczym — przyp. M. Z.) nie promieniującym doprowadzeniem".



2. Opór falowy przewodu pionowego o długości 1 (cm), o średnicy 2 r (cm), zawieszonego na wysokości h (cm) nad ziemią, jest:

$$Z_{fal} = 138 \frac{1}{r} \sqrt{\frac{\overline{l+4h}}{3l+4h}} \cdot ohm \qquad (1)$$

Wzór ten może być zastosowany do obliczenia oporu falowego fidera (pionowego!) omawianej anteny.

W przypadku gdy $h \simeq 0$, to znaczy, gdy fider dochodzi np. do niskiego parteru (gdzie ustawiony jest nadajnik), wzór ten uprości się do formy.

$$Z_{fal} \simeq 138 \lg \frac{0.581}{r} \tag{2}$$

W pewnych przypadkach w obliczeniach wygodnie jest wyrazić długość elementu anteny w "długościach fali" (lub w jej częściach); np., gdy nasza antena zawieszona będzie na wysokości ok. pół fali nad ziemią, to dla l we wzo-

rze (2) otrzymamy znaczenie $1 \cong \frac{\lambda}{2}$, zaś wzór

$$2'_{fal} \cong 138 \lg \frac{0.58 \lambda}{2r} \begin{pmatrix} \text{dla } h \cong 0 \\ 1 \cong \frac{\lambda}{r} \end{pmatrix}$$
 (3)

lecz to oczywiście wcale nie znaczy, że "opór falowy jest zależny od częstotliwości" — jak podano w cyt. artykule.

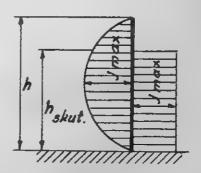
Jak wiemy, opór falowy linii (długich) jest w zasadzie równy (w przybliżeniu):

$$Z_{\text{fal}} \cong \sqrt{\frac{L}{C}}$$
 (4)

Wzór ten daje bardzo dużą ścis'ość zwłaszcza w odniesieniu do anten i linii zasilających, w których opór rzeczywisty i upływność izolacji są b. małe w porównaniu z wyrażeniami: $2\pi f L$ lub $\frac{1}{2\pi f C}$, gdzie L i C stanowią odpowiednio indukcyjność i pojemność linii (na jednostkę długości).

3. Opór falowy dipola półfalowego, poziomego, wykonanego z przewodu o średnicy 2 r (cm) zawieszonego na wysokości h (cm) nad ziemią, jest:

$$Z''_{fel} = 60 \ln \frac{2h}{r} = 138 \lg \frac{2h}{r}$$
 (5)



ln — logarytm naturalny.
 lg — logarytm dziesiętny.

Pojęcie "wysokości skutecznej anteny" używane jest w radiotechnice t y I k o w odniesieniu do anteny pionowej.

We wzorze (5) h oznacza wysokość zawiesze-

nia dipola poziomego nad ziemią.

4. Przytoczony wzór

$$h_{\text{skur}} = \frac{2}{\pi} h \tag{6}$$

odnosi się do obliczenia wysokości skutecznej anteny pionowej, którą stanowi półfalowy pionowy dipol, uziemiony (lub izolowany, lecz stojący b. blisko nad powierzchnią ziemi), zasilany prądem o sinusoidalnym rozkładzie wzdłuż dipolu.

Jak wynika z powyższego, w odniesieniu do obliczania oporu falowego dipola poziomego "wysokość skuteczna" nie może wchodzić

5. "Z teorii anten wiadomo, że jeżeli dołączy się linię zasilającą o oporze falowym \mathbf{Z}_0 do anteny o takim samym oporze (wejściowym przyp. M. Z.) Z₀, to w fiderze nie będzie fal stojących..." (powstanie "fala bieżąca" — przyp. M. Z.), lecz ten fider będzie oczywiście również promieniował energię. W odniesieniu do omawianej anteny, można przyjąć, że około 15% energii zostaje wypromieniowane przez fider, zaś reszta przez dipol poziomy (w warunkach "dopasowania" fidera do anteny).

6. "Opór dopasowania (?! — chyba "opór wejściowy" anteny — przyp. M. Z.) w środku wezła prądowego (!? — chyba w brzuścu prądu - przyp. M. Z.) dla anteny półfalowej wynosi łącznie z oporem strat około 80 Ω. Dla wszystkich anten i nie tylko półfalowych, opór promieniowania (i związany z nim "opór wejściowy" w brzuścu prądu anteny) zmienia się z wysokością zawieszenia ante-

ny nad ziemią.

inż. M. Zarembiński. luty 1950.

Wyjaśnienie

W związku z moim artykułem pt. "Krótkofalowa antena nadawcza z fiderem jednoprzewodowym (Antena Windoma)", który ukazał się w numerze 11 — 49 roku Miesięcznika "Radio" chciałbym podać parę wyjaśnień.

1. W tekście tego artykułu podano, że jednoprzewodowy fider o oporności falowej Z₀ podłączony w odpowiednim punkcie anteny (dopasowanie do Z_0) nie promieniuje.

Aby być w zgodzie z teorią należy podać, że nie jest to zupełnie ścisłe - chociaż promieniowanie fidera w stosunku do promieniowania

części poziomej może być w przybliżeniu pomi niete, a szczególnie z tej przyczyny, że promieniowanie (tak jak anteny z falą bieżącą zakończone opornością falową — np. antena Beverage'a lub antena rombowa) fidera będzie kierunkowe — w omawianym wypadku w górę, tak że wypromieniowana przez fider energia może być uważana za straconą. Jeżeli jednak powyższy układ antenowy rozważy się w całości (fider łącznie z częścią poziomą anteny) jako złożony z dwóch systemów antenowych to okaże się, że zmieni się położenie wypadkowego wektora pola elektrycznego — a mianowicie zamiast polaryzacji poziomej (zakładając że zasadnicza część anteny jest pozioma) otrzymamy w efekcie polaryzację pośrednią między poziomą a pionową (gdy fider jest pionowy do części poziomej).

Ma to te dobrą strone, że położenie anten odbiorczych (wspó pracujących z antenami Windoma) nie jest krytyczne. Z tego względu anteny nadawcze tego systemu są bardzo czesto używane tam, gdzie są trudne warunki lokalne nie pozwalające na stosowanie anten spec-

jalnych.

Dla uzupełnienia podam, że anteny z fiderem jednoprzewodowym obok wielu zalet mają też i wady — jedną z nich jest promieniowanie obok fali podstawowej również i wyższych harmonicznych o dość znacznej mocy.

Wymaga to stosowania stopni wyjściowych nadajnika w specjalnym układzie tłumiącym wyższe harmoniczne (np. wyjście typu π) patrz rys. 3 w miesięczniku 11. 49 r. strona 25 (rys. środkowy).

Sprawdzono, że jeszcze 6-ta harmoniczna stacji SP5 AB (czyli 4 LMc) była słyszana na odbiorniku superheterodynowym ze wzmacniaczem wstępnym wielkiej częstotliwości (przed mieszaczem) w promieniu około 3 km. od miejsca zainstalowania stacji. (współpracuje ona z anteną Windoma).

2. Wzór na oporność falową linii długiej

$$Z_0 = 138 \lg \frac{0.56 \cdot \lambda}{2 \pi \cdot r}$$

został zaczerpnięty z książki: The Radio Antenna Handbook 1938.

3. podano

$$\mathbf{h}_{\text{skut.}} = \frac{2}{\pi} \mathbf{h}_{\text{reczyw.}}$$
 dla anteny poziomej winno być

$$h_{\text{skut}} = \frac{2}{\pi} h_{\text{recessum}}$$
 dia anteny piono wej.

Wysokość skuteczna dla anteny poziomej jest w przybliżeniu równa wysokości rzeczywi stej zawieszenia anteny nad ziemią.

Oporność falowa anteny poziomej

$$Z_0 = 60 \ln \frac{2 h}{r}$$

Wzór słuszny gdy h «1

h - rzeczywista wysokość anteny nad zie-

l — długość drutu antenowego
 r — promień drutu użytego na antenę.

4. We wzorze na odległość, w której należy

podłaczyć fider, brak kwadratu.

Zamiast

$$x = \frac{\lambda}{2 \pi} \text{ arc sin } \sqrt{\frac{R_{aut} \cdot Z_{0 \text{ fid}}}{Z_{0 \text{ aut}}}}$$

Winno być

$$x = \frac{\lambda}{2\pi} \text{ arc sin } \sqrt{\frac{R_{aut} \cdot Z_{\cdot fid}}{Z_{0 \text{ aut}}^2}}$$

Wszystkim krótkofalowcom polskim zasyłam VY 73

SP002-X

Odpowiedzi Redakcji

Bartosiak A. Czestochowa, Orzechowskiego

Wielkość pojemności równoległej da się łatwo obliczyć na podstawie znanych i z góry uczynionych założeń. Mianowicie przy danej indukcyjności cewki dla określonego pasma konieczne jest zastosowanie pojemności wypad-

kowej, wynikającej ze wzoru $\frac{1}{f} = 2\pi \sqrt{LC}$. Ta pojemność "C" składa się z kolei z sumy dwóch znanych pojemności "C₁ + C_r" połączonych szeregowo i trzeciej "C_x" równoległej, a zatem $\frac{1}{C} = \frac{1}{C_x} + \frac{1}{C_1 + C_r}$; stąd dostaniemy wartość pojemności szukanej Cx.

Inż. Zawisza A., Szczecin. Ujejskiego 20a. Schemat 20 watowego wzmacniacza wraz ze szczegółowymi danymi technicznymi podaliśmy w nr. 6 miesięcznika "Ra" z 46 r. Dwa głośniki dynamiczne np. 6 watowe produkcji wrzesińskiej można załączy na wtórne uzwojenie transf. wyjściowego szeregowo lub równolegle, zależnie od oporności tego uzwojenia i od wyników praktycznych. Jeśli w przedobwodzie znajduje sie zespół krótkofalowy, to dostrojenie tego obwodu odbywa sie pod wzgl. kolejności na końcu i tak, jak w odniesieniu do innych obwodów przy pomocy rdzenia

Kołodziejski W., Włocławek. Wolności 50. Układy transitronowe odznaczaja sie silnym oddziaływaniem wstecznym stosunkowo wysokiego napiecia oscylatora na obwód wejściowy. Powstawanie harmonicznych o czestotliwości pośredniej, zwłaszcza w pobliżu silnej stacji nadawczej, może spowodować poważne przeszkody w odbiorze. W odniesieniu do generatorów sygnałowych układy jednolampowe odznaczają się dużą ilością harmonicznych.

Głębokość modulacji najprościej byłoby zmieniać przy pomocy zmiany amplitudy napiecia modulującego np. przez zmiane stopnia sprzeżenia w modulatorze.

Wojewódzki Oddział Zw. Krótkofalowców. Kraków, Smolki 12b - 6.

Podajemy dane lampy rtęciowej Philips 1738 : żarzenie 1,92V/18A; $Ua_{min} = 20 \text{ V};$ (napięcie zapłonu); $Ua_{max} = 95 \text{ V}; Ia =$ = 15 - 45 A.

Nowierski. Rembertów. Zwycięstwa 1.

Ogranicznik trzasków Dickerta w odbiorniku z nr. 11 mies. "Ra" z 49 roku należy włączyć pomiędzy diodę lampy EBF11 i pentode EF11; ogranicznik w układzie z dioda można wykonać w/g rysunku 1. podanego w opisie jego działania. Zastosowanie ogranicznika, który wyrównywa silne sygnały do poziomu, odpowiadajacego szczytom modulacji, nie wywoła pogorszenia wierności odbioru. Proponowana rozbudowa odbiornika nie wydaje się celowa. Układy o bardzo stromej krzywej rezonansu odznaczaja sie duża selektywnościa, jednakże jakość odbioru musi być wówczas poprawiona, co nie zawsze da się w prosty sposób osiągnąć. Wartość oporu, o który Panzapytuje, wynosi 0,5 MΩ. Na pytanie ostatnie odpowiedź negatywna.

Czyrek Zbigniew. Szczecin. Tarczyńskiego

W dwulampowym odbiorniku bez transformatora sieciowego należy zastosować obok lampy prostowniczej CY1 i urdoksa U918 następujące lampy : pentodę wys. częst. CF7 (lub CF3) i pentodę głośnikową CL4.

Jasieniak Wojciech, Opole. Drzymały 33. Dławik małej częstotliwości, jaki zastosowano w signal-generatorze z nr. 1 mies. "Ra" z 46 r. posiada wymiary zbliżone do dławika z aparatu D. K. E., którego przekrój rdzenia wynosi 1 cm2, a uzwojenie w ilości 1500 zwojów wykonane jest z drutu o średnicy 0,1 mm. Transformator w modulatorze może być transformatorem międzylampowym z aparatu VE 301W bez konieczności przewijania go. Rdzeń "E" może być użyty do nawinięcia dławików o indukcyjności 250 mH- dla próby radzimy zastosować posiadany dławik F22.

Nomogram Nr 34

W Nr 11/12 1947 r. i 1/2 1948 r. zamieściliśmy dwa nomogramy (Nr. 17 i 18) zaś w Nr. 11 i 12 z 1949 podaliśmy tzw. uniwerśalne krzywe wzmocnienia. Z nomogramów tych można było znaleźć spadek wzmocnienia na niskich oraz na wysokich częstotliwościach, w zależności od danych układu. Tzw. uniwersalne krzywe wzmocnienia pozwalały na wykreślenie całego przebiegu "charakterystyki częstotliwości" jednego stopnia wzmocnienia oporowego.

Aby zamknąć tę serię podajemy obecnie jeszcze dwa bardzo uproszczone nomogramy, które pozwalają na obliczenie spadku wzmocnienia tylko na pewnych określonych częstotliwościach. Ogranicza oczywiście to ich użytecz ność, ale za to szybkość ich użycia jest tym większa. Częstotliwości zostały tak dobrane, aby dawa'y obraz pracy stopnia wzmocnienia. W zakresie dolnym są to 30 i 50 c/s, a więc najczęściej spotykane cyfry, w zakresie górnym 6000 i 10000 c/s.

Dla ca ości przypominamy jeszcze, że w zakresie dolnych częstotliwości do obliczeń wchodzi wartość R, którą obliczamy wg. nast. wzoru:

$$R = \frac{\rho \cdot R_s}{\rho + R_a} + R_u$$

gdzie p jest opornością wewnętrzną lampy, R jej oporem anodowym, zaś R, oporem upływo

KU	PON	Nr	34
na	odpowiedź	w »Radi	04
Nazwisl	(•	4.08888888888888888888888	
Adres	******************************		

wym następnej siatki. Często, i bez większego blędu, bierżemy

$$R = R_{o}$$

Mając wartość R oraz pojemność sprzegającą C znajdujemy spadek wzmocnienia na niskich częstotliwościach 30 lub 50 c/s przez proste przyłożenie linijki do nomogramu.

Np. dla często spotykanych wartości $\rho = 1 \text{ M}\Omega$, R, $= 0.1 \text{ M}\Omega$ i R_g = 0.5 otrzymujemy

$$R = \frac{1.0.1}{1+0.1} + 0.5 = 0.509 \text{ M}\Omega$$

Dla tej wartości R oraz C = 10 000 pF nomogram daje wzmocnienie dla 30 c/s 0,72 zaś dla 50 c/s 0,86.

Jeżeli wzięlibyśmy $R=R_g$ tj. 0,500 M Ω , bląd byłby znikomy.

Dla wyższych częstotliwości jako r bierzemy wartość powstałą z połączenia równolegiego ρ, R_{aξ}i R_g

$$\overline{r} = \frac{\rho R_a \cdot R_g}{\rho \cdot R_a + \rho \cdot R_g + R_a \cdot R_g}$$

zaś C jest to pojemność całkowita "wisząca" u anody lampy wzmacniającej, a więc jej po jemność anoda - katoda, pojemność wejściowa następnej lampy oraz pojemność układu (przewodów, zwłaszcza ekranowanych, kapek osłonnych itd.). Ta pojemność wynosi co najmniej 15 pF, zaś może sięgać i 100 pF, gdy następująca lampa jest triodą.

W poprzednim przykładzie r wyniesie:

$$\mathbf{r} = \frac{1.0.1 \cdot 0.5}{1.0.1 + 1.0.5 + 0.1.0.5} = 0.077 \text{ M}\Omega = 77 \text{ K}\Omega$$

Z nomogramu łatwo stwierdzimy, że dopiero pojemność 100 pF da zauważalny (10%) spadek wzmocnienia na częstotliwości 10 000 c/s.

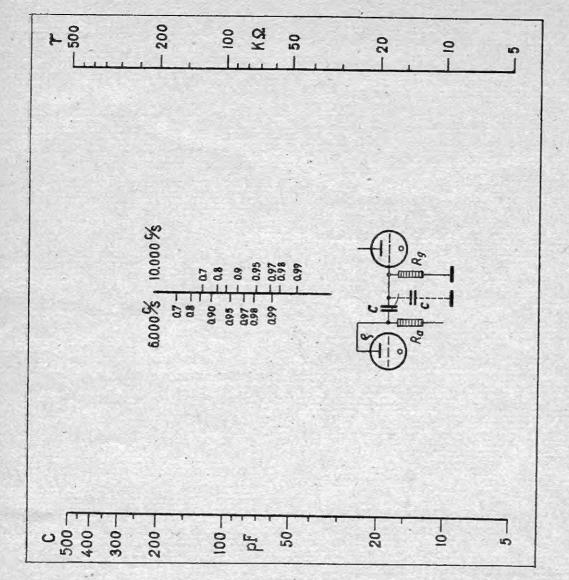
I w tym wypadku pope'nimy tylko niewielki błąd, jeśli zamiast r (tu = 77 KΩ) weźmiemy po prostu R $_{\rm s}$ (tu = 100 KΩ).

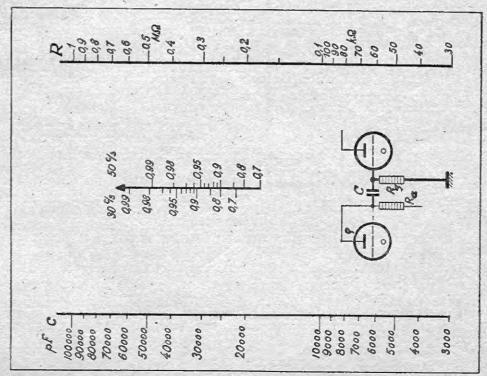
Redaktor naczelny Waciaw Wagner. Komitet redakcyjny: inż Jerzy Borecki, inż. Mieczysław Flisak, mgr Aleksandra Gradowska, inż. Kazimierz Lewiński

Nakład 11.000, format A-4, objętość 2 arkusze, papier ilustracyjny kl. V 90 gr.

Wydawca: Biuro Wydawnictw Polskiego Radia,

Adres Redakcji: Warszawa, Al. Stalina 21; Administracji: Warszawa, Noakowskiego 20.





Nomogram Nr 34

